

# FUNK UND TON



Monatsheft für Hochfrequenztechnik und Elektroakustik

## AUS DEM INHALT

**Dr. W. LIPPERT:** Über die Grundlagen zu einer neuen Schwingungsmechanik

**Dr. HARMANS:** Zum Problem der Bandbreitenregelung

**H. HERTWIG:** Die optisch zu erfüllenden Voraussetzungen zur Erzielung einwandfreier Fernsehbilder

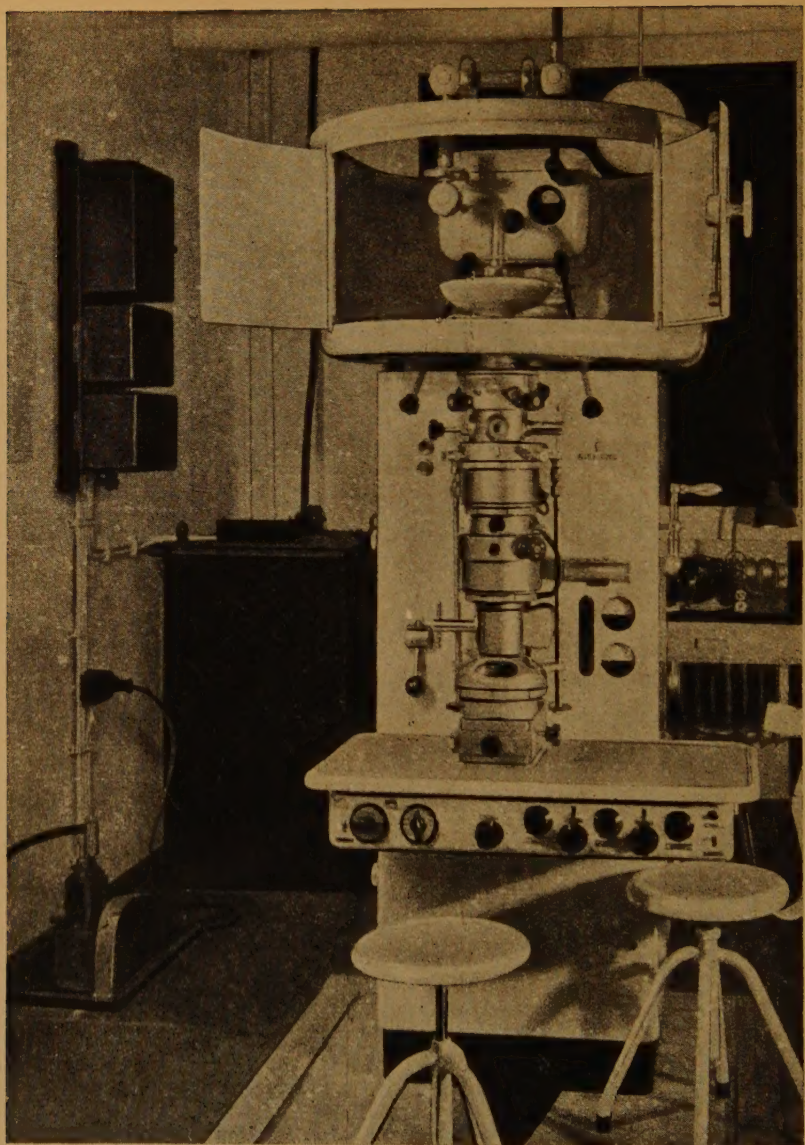
**Dr. W. KLEEN:** Über den Zusammenhang zwischen Verstärkung und Bandbreite bei einem mehrstufigen Verstärker mit Kreisen gleicher Resonanzfrequenz

**Ing. G. GRÜBEL:** Zwei einfache Summe-Differenzschaltungen

**Dr. C. DROTSCHMANN:** Der innere Widerstand und die Elektrolyte der galvanischen Elemente

BAND 3, 1949 • HEFT 11/12 • PREIS 6 DM

Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH, Berlin/Frankfurt a. M.



Aufnahme: E. Schwahn

### Eine Neukonstruktion des Siemens Übermikroskop

Im Kaiser-Wilhelm-Institut Dahlem wurde vor kurzem das erste nach 1945 von Siemens gebaute Übermikroskop aufgestellt. Die Neukonstruktion weist gegenüber den bisherigen Fertigungen wieder verschiedene Verbesserungen auf. Besonders die Bedienung des Gerätes hat man vereinfacht. In der aufklappbaren Hochspannungsschutzwanne (auf dem Bild geöffnet) befindet sich auch der 6-V-Heizakku für die Glühkatode. Das Gerät hat eine 60000fache Vergrößerung bei einer Auflösung bis zu zwei Millionstel Millimeter



## **Über die Grundlagen zu einer neuen Schwingungsmechanik**

### **Einleitung**

Es gibt im Reiche der Physik eine Reihe von experimentellen Ergebnissen, bei deren grundsätzlicher Deutung man außerordentliche Schwierigkeiten zu überwinden hat. Es sei hier im Bereiche des Mikrokosmos an den sogenannten „Tunnel-Effekt“ erinnert, der bei der Erklärung des radioaktiven Zerfalls der Atome eine wichtige Rolle spielt. Man versteht darunter in der Kernphysik die experimentelle Beobachtung, daß ein Teilchen beim Heraustreten aus dem Kern des Atoms ohne äußere Beeinflussung den Potentialberg, der den Kern umgibt, gleichsam durch einen Tunnel überwinden kann. Eine einfache Erklärung für diesen höchst merkwürdigen Effekt kann die heutige Physik nicht geben, und erst mit Hilfe umfangreicher Mathematik gelingt es in der Wellenmechanik hierfür eine grundsätzliche Deutung zu schaffen.

Eine ähnliche Lage besteht auch bei einigen Beobachtungen im Makrokosmos. Ein besonders auffälliger Effekt ist hier die experimentelle Tatsache, daß die Spektrallinien des Lichtes, das uns von sehr weit entfernten Sternen erreicht, eine Verschiebung nach Rot aufweisen. Diese Rot-Verschiebung der Spektrallinien wächst mit zunehmender Entfernung. Bei einer Deutung dieser Erscheinung als Doppler-Effekt ergibt sich die Tatsache, daß die Himmelskörper in sehr großer Entfernung auseinanderstreben, und zwar mit einer Radialgeschwindigkeit, die mit der Entfernung wächst. Auch für die Darstellung dieses Effektes fehlt eine einfache und befriedigende Erklärung.

An diesen beiden Beispielen ist zu erkennen, daß unser heutiges physikalisches Weltbild unvollkommen bzw. unvollständig sein muß. Wir machen sicher bei der Anwendung unserer physikalischen Grundgesetze Fehler. Das Kardinalproblem der Physik besteht also darin, aufzuzeigen, wo diese Fehler liegen, und was viel schwieriger ist, einen Weg oder eine Methode anzugeben, diese Fehler zu vermeiden. Die Lösung dieses Kardinalproblems wird man erst dann als gelungen ansehen können, wenn die neue Methode erstens zu einer einfacheren, grundsätzlichen Erklärung beiträgt, und wenn sie zweitens auch zu einer angemessenen quantitativen Berechnung der beobachtbaren Größen benutzt werden kann.

Nach der Meinung des Verfassers besteht nun ein grundsätzlicher Fehler, den wir bei der Deutung vieler Effekte machen, darin, daß wir den Gültigkeitsbereich der sogenannten Zentralgesetze der Physik zu weit fassen. Unter einem Zentralgesetz wird hier ein Kraftgesetz verstanden, das beispielsweise beim sogenannten Zweikörperproblem die Kraftwirkung eines Zentralkörpers auf einen Probekörper beschreibt. Die wichtigsten Zentralgesetze sind also: das Newtonsche Gravitationsgesetz und das Coulombsche Anziehungs- und Abstoßungsgesetz. Diese Gesetze gelten zwar in einem sehr großen Abstandsbereich, der etwa von  $10^{-12}$  cm bis  $10^{20}$  cm reicht, darunter und darüber ist aber ein allgemeineres Gesetz für die Kraftwirkung notwendig. Der wesentliche Gegenstand dieser Arbeit besteht darin, einen allgemeinen Ausdruck für die Kraftwirkung zwischen zwei Körpern herzuleiten, der die bewährten Zentralgesetze der Physik als Spezialfall enthält. Auf Grund dieses neuen Kraftgesetzes, dessen Wirksamkeit auf die kleinsten und größten Abstände im oben erwähnten Sinne beschränkt bleibt, ergeben sich vom Bekannten abweichende Bahnen für die Bewegungsvorgänge und in bestimmten Abstandsbereichen überraschende Änderungen im Charakter der zu Grunde liegenden Kraftgesetze. Die Gesamtheit der Bewegungsvorgänge, die unter Zugrundelegung der neuen Kraftgesetze möglich ist, bildet den Inhalt einer allgemeineren Mechanik.

Bei einer anschaulich gehaltenen Diskussion und einer qualitativen Abschätzung der Grundzüge der Erscheinungsformen der allgemeineren Mechanik zeigt sich, daß diese Erscheinungen in Übereinstimmung gebracht werden können mit experimentellen Beobachtungen, für deren grundsätzliche Erklärung auf andere Weise keine einfache Möglichkeit vorhanden zu sein scheint. Es mag danach berechtigt sein, die vorgeschlagene Änderung der Zentralgesetze zu formulieren und die daraus zu folgernden Gesetzmäßigkeiten genauer zu studieren.

### Kraftgesetze mit Anziehungscharakter

Durch das Gravitationsgesetz wird die Kraftwirkung zwischen den Massen zweier Körper und durch das Coulombsche Gesetz die Kraftwirkung zwischen den Ladungen zweier Körper beschrieben. Für einfache kugelsymmetrische Massen- bzw. Ladungsverteilung erhält man auch einfache mathematische Ausdrücke für die Beschreibung der Kraftwirkung. Die Kraft ist stets zentral gerichtet und nimmt umgekehrt proportional mit dem Quadrat der Entfernung der Massen- bzw. Ladungszentren ab. Außerdem ist die Kraft proportional dem Produkt der Massen bzw. Ladungen. Damit auch bei der Coulombschen Kraft eine Anziehung vorhanden ist, was in diesem Kapitel gefordert werden soll, müssen die aufeinander einwirkenden Ladungen ungleichnamig sein.

Für das Gravitationsgesetz erhält man folgende einfache analytische Darstellung [1]:

$$\mathfrak{K} = - \frac{\gamma M m}{r^2} \cdot \left( \frac{\mathbf{r}}{r} \right) \quad (1)$$

Hierbei bedeuten (s. Abb. 1):

$M$  = Masse des Zentralkörpers

$m$  = Masse des Probekörpers

$\mathbf{r}$  = Radiusvektor vom Mittelpunkt des Zentralkörpers zum Mittelpunkt des Probekörpers ( $r = |\mathbf{r}|$ )

$\gamma$  = Gravitationskonstante

$\mathfrak{K}$  = Kraft, die vom Zentralkörper auf den Probekörper ausgeübt wird.



Für das Coulombsche Anziehungsgesetz ergibt sich folgender Ausdruck:

$$\mathfrak{R} = - \frac{\eta e_0 e}{r^2} \cdot \left( \frac{r}{r} \right) \quad (2)$$

Es bedeuten:

$e_0$  = Ladungsbetrag des Zentralkörpers

$e$  = Ladungsbetrag des Probekörpers

$r$  = Radiusvektor vom Ladungsmittelpunkt des Zentralkörpers zum Ladungsmittelpunkt des Probekörpers

$\eta$  = Konstante.

Als Potential  $U$ , das sei hier definitionsgemäß die Arbeit, die geleistet werden muß, um den Probekörper aus dem Unendlichen an den Punkt  $P$  im Felde des Zentralkörpers zu bringen, erhält man in bekannter Weise für die Gravitationskraft:

$$U = \int \mathfrak{R} dr = - \frac{\gamma M m}{r} \quad (3)$$

und als Potential für die Coulombsche Kraft:

$$U = - \frac{\eta e_0 e}{r} \quad (4)$$

Die allgemeinste Bahn, die ein Probekörper unter dem Einfluß der Gravitationskraft des Zentralkörpers beschreiben kann, ist ein Kegelschnitt, in dessen einem Brennpunkt sich der Zentralkörper befindet.

Wählt man z. B. einen Anfangspunkt für die Bewegung des Probekörpers mit dem Radiusvektor  $r_0$  und dem Geschwindigkeitsvektor  $v_0$ , so erhält man, je nachdem ob die kinetische Energie  $T$  des Probekörpers kleiner, gleich oder größer ist als der Betrag der potentiellen Energie, als Bahn eine Ellipse, Parabel oder Hyperbel. In mathematischer Formulierung lautet in bekannter Weise diese Bedingung also:

$$T = \frac{1}{2} m v_0^2 \begin{matrix} < \\ = \\ > \end{matrix} \gamma \frac{M m}{r_0} \quad \left| \begin{array}{l} \rightarrow \text{Ellipse} \quad (a) \\ \rightarrow \text{Parabel} \quad (b) \\ \rightarrow \text{Hyperbel} \quad (c) \end{array} \right. \quad (5)$$

Die allgemeine Bahn eines Probekörpers unter dem Einfluß der einfachen Gravitationskraft nach Gleichung (1) ist also schon verhältnismäßig verwickelt. Als eine sehr einfache Bahn, die unter dem Einfluß der Gravitationskraft möglich ist, bietet sich jedoch ein Spezialfall der ellipsenförmigen Bahn an, nämlich die Bewegung des Probekörpers auf einem Kreis, in dessen Mittelpunkt sich der Zentralkörper befindet. Die Anfangsbedingung für diese Kreisbewegung lautet sehr einfach:

$$T = \frac{1}{2} m v_0^2 = \frac{1}{2} \gamma \frac{M m}{r_0} \quad (6)$$

oder

$$v_0 = \sqrt{\gamma \frac{M}{r_0}} \quad (7)$$

wobei außerdem der Radiusvektor  $r_0$  und der Geschwindigkeitsvektor  $v_0$  senkrecht aufeinander stehen müssen. Durch diese beiden Vektoren wird die Bahnebene bestimmt und die Bewegung erfolgt bei Erfüllung der Bedingungs-

gleichung (7) auf einem Kreis um den Zentralkörper mit dem konstanten Radius  $r_0$  und der tangentialen Geschwindigkeit  $v_0$ . Bezeichnet man die Umlaufzeit mit  $\tau$ , so erhält man (3. Keplersches Gesetz):

$$\tau^2 = \frac{4 \pi^2 r_0^3}{\gamma M} \quad (8)$$

Die eben geschilderte Möglichkeit (Gedankenexperiment), nämlich einem Probekörper in dem Gravitationsfelde eines Zentralkörpers eine Tangentialgeschwindigkeit gemäß den Bedingungen der Gleichung (7) zu erteilen, so daß eine periodische Bewegung auf einem Kreise erfolgt, wollen wir in dieser Arbeit als sogenannten Testversuch bezeichnen.

Man kann die periodische Bewegung des Probekörpers auf dem Kreise in formaler Weise auch als eine harmonische Schwingung auffassen. Die Schwingungs-

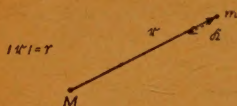


Abb. 1. Darstellung der Richtung der Kraft, die auf einen Probekörper ausgeübt wird, bei einem Zentralgesetz (mit Anziehungscharakter)

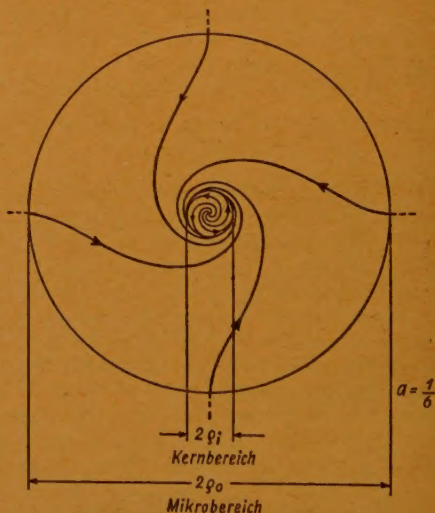
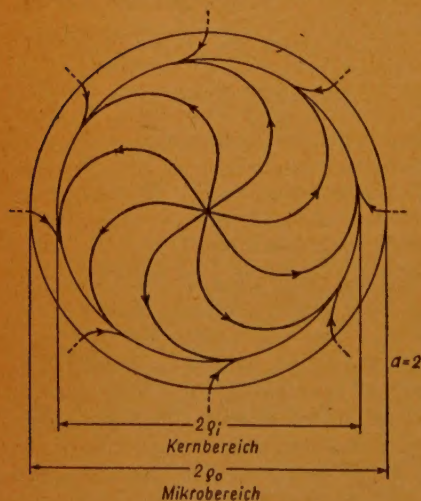


Abb. 3. Darstellung der Krafrichtung im Mikrobereich beim Gravitationsgesetz bzw. beim Coulomb-schen Anziehungsgesetz für den Wert  $a = 1/6$

Links: Abb. 2. Darstellung der Krafrichtung im Mikrobereich beim Gravitationsgesetz bzw. beim Coulomb-schen Anziehungsgesetz für den Wert  $a = 2$

gleichung dafür läßt sich leicht angeben, wenn man die Gravitationskraft [s. Gleichung (1)] gleich der Trägheitskraft setzt.

Man erhält dadurch beim Testversuch als Schwingungsgleichung für den Probekörper:

$$\frac{d^2 r}{dt^2} + \frac{\gamma M}{r_0^3} r = 0 \quad (9)$$



In dieser Schwingungsgleichung für den Testversuch ist also das Gravitationsgesetz enthalten, und eine bestimmte partikuläre Lösung der Differentialgleichung (9) ergibt die richtige Kreisbewegung für den Testversuch, nämlich:

$$\mathbf{r} = r_0 e^{\pm j \sqrt{\frac{\gamma M}{r_0^3}} t} \quad (10)$$

An dieser Stelle soll nun angenommen werden, daß das Gedankenexperiment mit dem eben geschilderten Testversuch, wenn man den Radius immer kleiner werden läßt, bei einer bestimmten Größe des Radius  $r_0 = \rho_0$  nicht mehr so ausfallen wird, wie durch die Gleichungen (9) und (10) beschrieben wird. Beim Radius  $r_0 = \rho_0$  soll nämlich eine allgemeinere Schwingungsgleichung für den Testversuch gelten, und zwar [2]:

$$\frac{d^2 \mathbf{r}}{dt^2} + \frac{1+a}{\left( \sqrt{\frac{r_0^3}{\gamma M}} \pm j a t \right)^2} \mathbf{r} = 0 \quad (11)$$

mit der allgemeinen Lösung:

$$\mathbf{r} = \rho_0 \left[ 1 \pm j a \sqrt{\frac{\gamma M}{r_0^3}} \cdot t \right]^{-\frac{1}{a}} + R_0 \left[ 1 \pm j a \sqrt{\frac{\gamma M}{r_0^3}} \cdot t \right]^{1+\frac{1}{a}} \quad (12)$$

Die Bewegung beim Testversuch an der Stelle  $r_0 = \rho_0$  soll nun [bei Wahl des oberen Vorzeichens in Gleichung (11)] durch folgende partikuläre Lösung von Gleichung (11) beschrieben werden:

$$\mathbf{r} = \rho_0 \left[ 1 + j a \sqrt{\frac{\gamma M}{\rho_0^3}} t \right]^{-\frac{1}{a}} \quad (13)$$

In entsprechender Weise soll auch angenommen werden, daß bei einem sehr großen Radius  $r_0 = R_0$  die allgemeinere Schwingungsgleichung (11) (mit dem unteren Vorzeichen)<sup>1)</sup> für den Testversuch gültig ist, und daß die Bewegung des Probekörpers durch die andere partikuläre Lösung der Gleichung (12) richtig beschrieben werden kann [siehe hierzu auch Gleichung (42)]:

$$\mathbf{r} = R_0 \left[ 1 - j a \sqrt{\frac{\gamma M}{R_0^3}} \cdot t \right]^{1+\frac{1}{a}} \quad (14)$$

Diese Festsetzungen bilden hier zunächst nur eine Arbeitshypothese, für deren Zweckmäßigkeit und praktische Brauchbarkeit nach Feststellung der Konsequenzen, die sich daraus herleiten, selbstverständlich ein Beweis notwendig ist. Es ist zunächst eine wichtige Frage, wie wohl das Kraftgesetz beschaffen sein muß, damit ein Probekörper unter den beim Testversuch angenommenen Anfangsbedingungen überhaupt eine Bahn nach Gleichung (13) bzw. Gleichung (14) beschreiben wird. Diese Frage ist leicht zu beantworten. Aus Gleichung (11) folgt zunächst für die Kraft  $\mathfrak{R}$ :

$$\mathfrak{R} = - \frac{m(1+a)}{\left( \sqrt{\frac{r_0^3}{\gamma M}} \pm j a t \right)^2} \mathbf{r} \cdot \left( \frac{\mathbf{r}}{r} \right) \quad (15)$$

<sup>1)</sup> Die Wahl des Vorzeichens ist hierbei nicht wesentlich, wenn man nicht eine Unterscheidung für den Richtungssinn der spiralförmigen Bahnbewegungen darzustellen beabsichtigt.

Zerlegt man die Kraft in die radiale Komponente  $K_r$  und in die tangentielle Komponente  $K_\varphi$ , also

$$\mathfrak{K} = K_r \cdot \left( \frac{r}{r} \right) + j K_\varphi \cdot \left( \frac{r}{r} \right) \quad (16)$$

und unterscheidet folgende Bereiche:

$$\begin{aligned} \text{Mikrobereich:} & \quad 0 \leq r < \rho_0 \\ \text{Mittelbereich:} & \quad \rho_0 \leq r \leq R_0 \\ \text{Makrobereich:} & \quad R_0 < r \leq \infty \end{aligned}$$

so kann man unter Benutzung der Gleichung (13) bzw. (14) in der Gleichung (15) die Zeit  $t$  eliminieren und erhält nach einer einfachen Zwischenrechnung folgende Grundgleichungen für die Gravitationskraft:

Gravitationsgesetz im Mikrobereich:

$$\begin{aligned} K_r &= -\frac{\gamma M m}{\rho_0^2} (1+a) \left[ 2 - \left( \frac{r}{\rho_0} \right)^{-2a} \right] \left( \frac{r}{\rho_0} \right)^{1+4a} \\ K_\varphi &= \pm \frac{\gamma M m}{\rho_0^2} (1+a) \cdot 2 \sqrt{\left( \frac{r}{\rho_0} \right)^{-2a} - 1} \left( \frac{r}{\rho_0} \right)^{1+4a} \end{aligned} \quad (17)$$

Gravitationsgesetz im Mittelbereich:

$$\begin{aligned} K_r &= -\frac{\gamma M m}{r^2} \\ K_\varphi &= 0 \end{aligned} \quad (18)$$

Gravitationsgesetz im Makrobereich:

$$\begin{aligned} K_r &= -\frac{\gamma M m}{R_0^2} (1+a) \left[ 2 - \left( \frac{r}{R_0} \right)^{\frac{2a}{1+a}} \right] \left( \frac{r}{R_0} \right)^{\frac{1-3a}{1+a}} \\ K_\varphi &= \mp \frac{\gamma M m}{R_0^2} (1+a) \cdot 2 \sqrt{\left( \frac{r}{R_0} \right)^{\frac{2a}{1+a}} - 1} \left( \frac{r}{R_0} \right)^{\frac{1-3a}{1+a}} \end{aligned} \quad (19)$$

Eine entsprechende Herleitung, wie sie im Vorangegangenen für das Gravitationsgesetz durchgeführt wurde, läßt sich auch für das Coulombsche Anziehungsgesetz durchführen. Aus Gleichung (1) und (2) erkennt man, daß hierbei lediglich die Größe  $\gamma M m$  zu ersetzen ist durch  $\eta e_0 e$ . Man erhält also für die Coulombsche Anziehungskraft:

Coulombsches Anziehungsgesetz im Mikrobereich:

$$\begin{aligned} K_r &= -\frac{\eta e_0 e}{\rho_0^2} (1+a) \left[ 2 - \left( \frac{r}{\rho_0} \right)^{-2a} \right] \left( \frac{r}{\rho_0} \right)^{1+4a} \\ K_\varphi &= \pm \frac{\eta e_0 e}{\rho_0^2} (1+a) \cdot 2 \sqrt{\left( \frac{r}{\rho_0} \right)^{-2a} - 1} \left( \frac{r}{\rho_0} \right)^{1+4a} \end{aligned} \quad (20)$$



Coulombsches Anziehungsgesetz im Mittelbereich:

$$K_r = -\frac{\eta e_0 e}{r^2} \quad K_\varphi = 0 \quad (21)$$

Coulombsches Anziehungsgesetz im Makrobereich:

$$K_r = -\frac{\eta e_0 e}{R_0^2} (1 + a) \left[ 2 - \left( \frac{r}{R_0} \right)^{\frac{2a}{1+a}} \right] \left( \frac{r}{R_0} \right)^{\frac{1-3a}{1+a}} \quad (22)$$

$$K_\varphi = \mp \frac{\eta e_0 e}{R_0^2} (1 + a) \cdot 2 \sqrt{\left( \frac{r}{R_0} \right)^{\frac{2a}{1+a}} - 1} \left( \frac{r}{R_0} \right)^{\frac{1-3a}{1+a}}$$

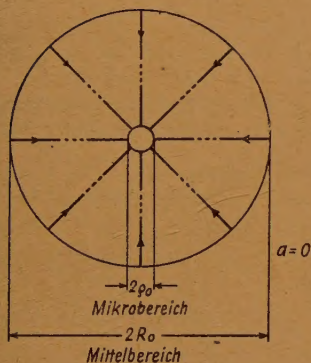


Abb. 4. Darstellung der Krafrichtung im Mittelbereich beim Gravitationsgesetz bzw. beim Coulombschen Anziehungsgesetz ( $a = 0$ )

Aus den vorstehenden Gleichungen folgt, daß die Kraft sowohl im Mikrobereich als auch im Makrobereich eine tangentielle Komponente besitzt. Die Krafrichtung wird in diesen Bereichen vom Radius  $r$ , also von der Entfernung vom Mittelpunkt abhängig. Außerdem ergibt sich für einen bestimmten Radius ( $r = \rho_i$ ) im Mikrobereich und für einen bestimmten Radius ( $r = R_a$ ) im Makrobereich die bemerkenswerte Tatsache, daß die radiale Kraftkomponente verschwindet. Bezeichnet man diese Radien mit einem besonderen Namen, nämlich  $\rho_i$  als den Kernradius und  $R_a$  als den Fernradius und nennt man den Bereich  $r \leq \rho_i$  den Kernbereich und den Bereich  $r \geq R_a$  den Fernbereich, so erhält man aus den Gleichungen (17) und (19) bzw. (20) und (22) für den Kern- bzw. Fernradius folgende einfache Beziehung:

$$\frac{\rho_i}{R_0} = 2^{-\frac{1}{2a}} \quad (23)$$

$$\frac{R_a}{R_0} = 2^{\frac{1+a}{2a}} \quad (24)$$

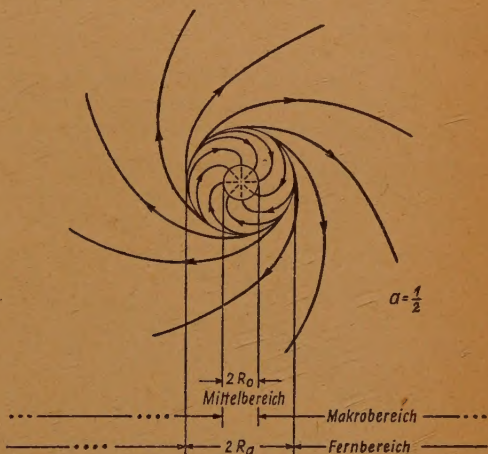


Abb. 5. Darstellung der Krafrichtung im Makrobereich beim Gravitationsgesetz bzw. beim Coulombschen Anziehungsgesetz für den Wert  $a = 1/2$

Man erkennt weiter, daß im Kernbereich und im Fernbereich die radiale Kraftkomponente ( $K_r$ ) das umgekehrte Vorzeichen besitzt wie im Mittelbereich, d. h. aber, daß im Kern- und Fernbereich aus dem Anziehungsgesetz ein Abstoßungsgesetz wird.

Zur Veranschaulichung der Kraftrichtung ist in den Abb. 2 und 3 für die Werte  $a = 2$  und  $a = \frac{1}{6}$  die Kraftrichtung im Mikrobereich, in der Abb. 4 im Mittel-

bereich ( $a = 0$ ) und in der Abb. 5 für den Wert  $a = \frac{1}{2}$  im Makrobereich dargestellt.

Kern- bzw. Fernbereich sind also Teilbereiche des Mikro- bzw. Makrobereiches.

In der Abb. 6 ist die Bahn des Probekörpers beim Testversuch im Mikrobereich für die Beispiele der Abb. 2 und 3 dargestellt. Man erhält statt der Kreisbahn des Mittelbereiches eine abnehmende Kreisspirale gemäß Gleichung (13). In der Abb. 7 ist auch die Bahn des Probekörpers beim Testversuch im Makrobereich dargestellt, und zwar für das Beispiel der Abb. 5. Es ergibt sich in diesem Falle als Bahn eine zunehmende Kreisspirale gemäß Gleichung (14).

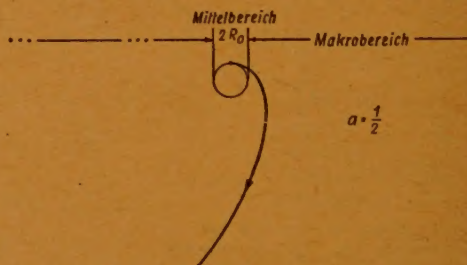
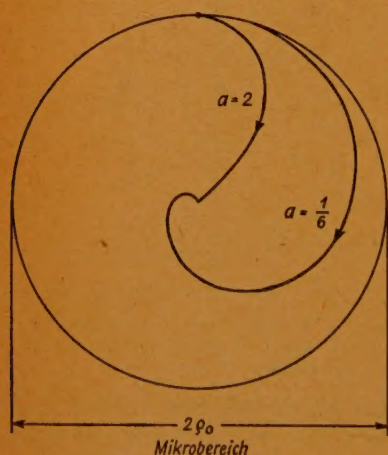


Abb. 7. Darstellung der Bahn (zunehmende Kreisspirale) des Probekörpers beim Testversuch im Makrobereich für den Wert  $a = 1/2$

Links: Abb. 6. Darstellung der Bahn (abnehmende Kreisspirale) des Probekörpers beim Testversuch im Mikrobereich für die Werte  $a = 2$  und  $a = 1/6$

Es ist eine besondere Aufgabe, die allgemeine Bahn eines Probekörpers im Mikro- und Makrobereich unter beliebigen Anfangsbedingungen zu untersuchen. An den speziellen Beispielen der Abb. 2 bis 5 läßt sich aber schon folgendes erkennen: Sowohl im Mikro- als auch im Makrobereich ist die vom Probekörper bei der Verschiebung längs einer geschlossenen Bahnkurve geleistete Arbeit in der Regel von Null verschieden. Dadurch wird auch die potentielle Energie an einem bestimmten Ort im Mikro- und Makrobereich vom Weg des Probekörpers abhängig. Die Kraft im Mikro- und Makrobereich ist also nichtkonservativ im Gegensatz zum Mittelbereich. Das ist ein außerordentlich bemerkenswerter Unterschied. Man kann auch sogleich folgern, daß eine stationäre periodische Bewegung des Probekörpers längs einer geschlossenen Bahnkurve im Mikro- und Makrobereich ohne Energiezufuhr bzw. Energieabfuhr aus Energiegründen nicht möglich ist. Die Bahnkurven, die man für die Bewegung eines Probe-



körpers erhält, wenn man von einem bestimmten Ort im Mikro- oder Makrobereich dem Probekörper nacheinander zwei gleich große aber in der Richtung entgegengesetzte Anfangsgeschwindigkeiten erteilt, sind im allgemeinen sehr unterschiedlich und von verschiedenem Charakter. Man kann die Bewegungen im Mikro- und Makrobereich, wenn man von einer radialen Bewegung absieht, einteilen in gleichsinnige oder gegensinnige, je nachdem ob die tangentielle Kraftkomponente und die tangentielle Geschwindigkeitskomponente gleiches oder ungleiches Vorzeichen besitzen. Im besonderen ist es wichtig zu untersuchen, welche Arbeit von einem Probekörper geleistet werden muß bei einer Verschiebung längs eines Radius. Führt man den Begriff eines radialen Potentials  $U_r$  ein und versteht darunter die Arbeit, die von einem Probekörper geleistet werden muß bei der Verschiebung längs eines Radius aus dem Unendlichen bis zu dem Aufpunkt mit dem Abstand  $r$ , so erhält man, wenn man noch fordert, daß am Rande des Mikro- bzw. Makrobereiches das gleiche Potential wie beim Kraftgesetz für den Mittelbereich vorhanden sein soll, folgende Ausdrücke für  $U_r$ :

Im Mikrobereich ( $r < \rho_0$ ):

$$U_r = -\frac{\gamma m M}{\rho_0} + \int_r^{\rho_0} K_r dr \quad (25)$$

Im Mittelbereich ( $\rho_0 \leq r \leq R_0$ ):

$$U_r = -\frac{\gamma m M}{R_0} + \int_r^{R_0} K_r dr \quad (26)$$

Im Makrobereich ( $r > R_0$ ):

$$U_r = -\frac{\gamma m M}{R_0} - \int_{R_0}^r K_r dr \quad (27)$$

Nach Einsetzen der Gleichungen (17) bis (19) erhält man daraus für das radiale Potential des Gravitationsgesetzes:

Im Mikrobereich:

$$U_r = -\frac{\gamma M m}{\rho_0} \left\{ \frac{3 + 4a}{2(1 + 2a)} + \left( \frac{r}{\rho_0} \right)^{2(1+a)} \left[ \frac{1}{2} - \frac{1+a}{1+2a} \left( \frac{r}{\rho_0} \right)^{2a} \right] \right\} \quad (28)$$

Im Mittelbereich:

$$U_r = -\frac{\gamma M m}{r} \quad (29)$$

Im Makrobereich ( $a \neq 1$  vorausgesetzt)<sup>2)</sup>:

<sup>2)</sup> Für  $a = 1$  erhält man im Makrobereich den einfacheren Ausdruck:

$$U_r = -\frac{\gamma M m}{R_0} \cdot 2 \left\{ \frac{r}{R_0} - \frac{1}{2} - 2 \ln \frac{r}{R_0} \right\}$$

$$U_r = -\frac{\gamma M m}{R_0} (1+a)^2 \left\{ \frac{(3+a)(1+a^2)}{2(1-a)(1+a)^2} + \left( \frac{r}{R_0} \right)^{\frac{2}{1+a}} \left[ \frac{1}{2} - \frac{1}{1-a} \left( \frac{r}{R_0} \right)^{-\frac{2a}{1+a}} \right] \right\} \quad (30)$$

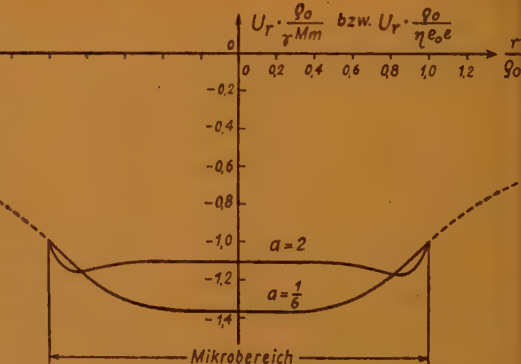
Entsprechende Formeln erhält man auch für das radiale Potential beim Coulombschen Anziehungsgesetz. In der Abb. 8 ist der Verlauf des radialen Potentials im Mikrobereich für die Werte  $a = 2$  und  $a = \frac{1}{6}$  dargestellt. Man

erhält eine Potentialmulde mit der tiefsten Stelle am Rande des Kernbereiches. In der Abb. 9 ist der Verlauf des radialen Potentials im Makrobereich für die

Werte  $a = 2$  und  $a = \frac{1}{2}$  dar-

gestellt. Man erhält einen Potentialwall mit der höchsten Stelle am Rande des Fernbereiches.

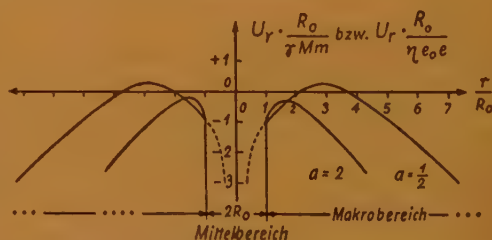
Um den nichtkonservativen Charakter des hier entwickelten Kraftgesetzes noch ein wenig zu erläutern, sollen



Rechts: Abb. 8 u. 9

Abb. 8. Darstellung des radialen Potentials  $U_r$  (Potentialmulde) im Mikrobereich beim Gravitationsgesetz bzw. beim Coulombschen Anziehungsgesetz für die Werte  $a = 2$  und  $a = 1/6$

Abb. 9. Darstellung des radialen Potentials  $U_r$  (Potentialwall) im Makrobereich beim Gravitationsgesetz bzw. beim Coulombschen Anziehungsgesetz für die Werte  $a = 2$  und  $a = 1/2$



die Energieverhältnisse längs der Bahn des Probekörpers bei einem Testversuch im Mikrobereich dargestellt werden.

Beim Testversuch ist am Rande des Mikrobereiches die potentielle Energie des Probekörpers:

$$U(\rho_0) = -\frac{\gamma m M}{\rho_0} \quad (31)$$

und die kinetische Energie [s. Gleichung (6)]:

$$T(\rho_0) = \frac{1}{2} \frac{\gamma m M}{\rho_0} \quad (32)$$



Die Gesamtenergie ist also:

$$E = U + T = -\frac{1}{2} \frac{\gamma m M}{\rho_0} \quad (33)$$

Längs der abnehmenden Kreisspirale ändert sich die kinetische Energie des Probekörpers mit dem Radius. Es ist nach Gleichung (13):

$$T(r) = \frac{1}{2} m \left( \left| \frac{dr}{dt} \right| \right)^2 = \frac{1}{2} \frac{\gamma m M}{\rho_0} \left( \frac{r}{\rho_0} \right)^{2(1+a)} \quad (34)$$

Setzt man voraus, daß die Gesamtenergie erhalten bleibt, also kein Energieanteil verschwindet, so ergibt sich für die potentielle Energie  $U_s$  des Probekörpers längs der abnehmenden Kreisspirale beim Testversuch:

$$U_s(r) = E - T(r) = -\frac{1}{2} \frac{\gamma m M}{\rho_0} \left[ 1 + \left( \frac{r}{\rho_0} \right)^{2(1+a)} \right] \quad (35)$$

In der Abb. 10 ist der Verlauf von  $U_s$  über dem Radius  $r$  und zum Vergleich der Verlauf von  $U_r$  für den Wert  $a = 2$  dargestellt. Man erkennt daran als

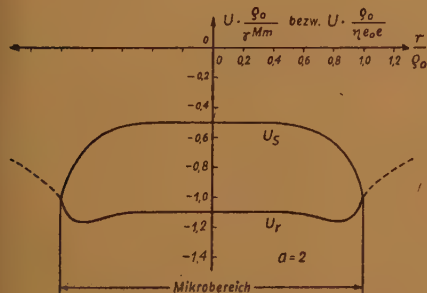


Abb. 10. Darstellung des Potentials  $U_s$  beim Testversuch im Mikrobereich (s. Abb. 6) im Vergleich zum radialen Potential  $U_r$  beim Gravitationsgesetz bzw. beim Coulombschen Anziehungsgesetz für den Wert  $a = 2$

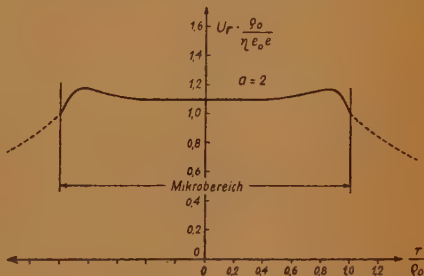


Abb. 11. Darstellung des radialen Potentials  $U_r$  (Potentialtopf) im Mikrobereich beim Coulombschen Abstößungsgesetz für den Wert  $a = 2$

charakteristisches Zeichen der nichtkonservativen Kraft, daß der Probekörper auf verschiedenen Wegen zum Mittelpunkt verschiedene potentielle Energie gewinnen kann.

Im Vorangegangenen wurde der Satz von der Erhaltung der Gesamtenergie benutzt. Es ist selbstverständlich sehr wichtig, auch zu untersuchen, in welcher Weise bei den Bewegungen im Mikro- und Makrobereich der Satz von der Erhaltung des Gesamtdrehimpulses berücksichtigt werden muß.

Es soll, wie im Vorangegangenen, der Zentralkörper als ruhend und von einer gegenüber dem Probekörper großen Masse ( $M \gg m$ ) vorausgesetzt werden. Der Gesamtdrehimpuls  $\mathfrak{P}$  des Zweikörpersystems (Zentralkörper-Probekörper) setze sich zusammen aus dem Bahndrehimpuls  $q$  und dem Drall  $p$  des Probekörpers:

$$\mathfrak{P} = q + p \quad (36)$$

Es ist bekanntlich im Mittelbereich eine Grundeigenschaft, die durch den Charakter der Gravitationskraft als Zentralkraft ( $K_\varphi = 0$ ) bedingt ist, daß

sich längs der kegelschnittförmigen Bahnen eines Probekörpers um den Zentralkörper weder  $q$  noch  $p$  ändern. Der Bahndrehimpuls  $q$  ist definitionsgemäß:

$$q = [r \cdot m v] \quad (37)$$

Im Mittelbereich ist bei der speziellen kreisförmigen Bahn beim Testversuch der Betrag von  $q$  [s. Gleichung (7)]:

$$|q| = r_0 \cdot m \sqrt{\frac{\gamma M}{r_0}} = \text{const.} \quad (38)$$

Bei den Bewegungen im Mikro- und Makrobereich wird ebenfalls die Bahnebene, die durch den Radiusvektor  $r$  und den Geschwindigkeitsvektor  $v$  dargestellt ist, nicht geändert, so daß auch die Richtung des Bahndrehimpulses erhalten bleibt. Für den Betrag des Bahndrehimpulses ergibt sich beim Testversuch im Mikrobereich aus Gleichung (13) und (37) nach einer kurzen Zwischenrechnung:

$$|q| = \rho_0 m \sqrt{\frac{\gamma M}{\rho_0}} \left(\frac{r}{\rho_0}\right)^{2+a} \cdot \cos\left(\arctg \sqrt{\left(\frac{r}{\rho_0}\right)^{-2a} - 1}\right) \quad (39)$$

Der Bahndrehimpuls wird also in diesem Falle mit kleiner werdender Entfernung vom Mittelpunkt kleiner und im Kernmittelpunkt 0. Der Satz von der Erhaltung des Gesamtdrehimpulses macht es also erforderlich, daß sich der Drall des Probekörpers (eventuell auch der des Zentralkörpers) längs der abnehmenden Kreisspirale im Mikrobereich ändert. Der Drall des Probekörpers  $p$  stehe ebenfalls senkrecht auf der Bahnebene und sei am Rande des Mikrobereiches gleich Null. Dann ist also [vgl. Gleichung (38)]:

$$|\mathfrak{P}| = |q| + |p| = \rho_0 m \sqrt{\frac{\gamma M}{\rho_0}} = \text{const.} \quad (40)$$

und daraus erfolgt nach Gleichung (39):

$$|p| = \rho_0 m \sqrt{\frac{\gamma M}{\rho_0}} \left[ 1 - \left(\frac{r}{\rho_0}\right)^{2+a} \cdot \cos\left(\arctg \sqrt{\left(\frac{r}{\rho_0}\right)^{-2a} - 1}\right) \right] \quad (41)$$

Wenn man die eben für den Mikrobereich durchgeführte Berechnung des Dralles eines Probekörpers beim Testversuch auch für den Makrobereich durchführt, ergibt sich ein höchst bemerkenswerter Unterschied. Am Rande des Makrobereiches ( $r = R_0$ ) nämlich unterscheiden sich die tangential Geschwindigkeit beim Testversuch (Kreisbahn) nach dem Gravitationsgesetz für den Mittelbereich und die tangential gerichtete Anfangsgeschwindigkeit beim Testversuch (zunehmende Spiralenbahn) nach dem Gravitationsgesetz für den Makrobereich um den Faktor  $(1 + a)$ . Das heißt aber, der Rand des Makrobereiches bildet eine Ausnahme insofern, als die Bedingungsgleichung (7) für den Testversuch, die eine einzige tangential Geschwindigkeit  $v_0$  zum Radius  $R_0$  zuordnet, an der Stelle  $r_0 = R_0$  ersetzt werden muß durch die folgende:

$$\sqrt{\frac{\gamma M}{R_0}} \leq v_0 < (1 + a) \sqrt{\frac{\gamma M}{R_0}} \quad (42)$$



Diese Bedingung, daß die tangentielle Geschwindigkeit am Rande des Makrobereiches ohne Änderung des Bahnradius erst um den Faktor  $(1+a)$  wachsen muß, ehe die zunehmende Kreisspiralenbahn in den Makrobereich hinein erfolgt, soll mit einem besonderen Namen als „makrokosmische Anomalie“ bezeichnet werden. Auf Grund der makrokosmischen Anomalie ergibt sich also beim Übergang vom Mittelbereich zum Makrobereich nicht nur ein Anwachsen der tangentialen Geschwindigkeit um den Faktor  $1 + a$ , sondern auch ein Anwachsen des Bahndrehimpulses um den Faktor  $1 + a$  und ein Anwachsen der kinetischen Energie des Probekörpers um den Faktor  $(1 + a)^2$ .

Nach dem eben Gesagten kann man in Analogie zur Herleitung der Gleichung (41) zeigen, daß sich auch im Makrobereich der Drall  $p$  des Probekörpers beim Testversuch ändern muß, und zwar erhält man für den Betrag des Dralles:

$$|p| = (1 + a) R_0 m \sqrt{\frac{\gamma M}{R_0} \left[ \left( \frac{r}{R_0} \right)^{\frac{2+a}{1+a}} \cdot \cos \left( \arctg \sqrt{\left( \frac{r}{R_0} \right)^{\frac{2+a}{1+a}} - 1} \right) - 1 \right]} \quad (43)$$

Im Falle einer physikalischen Anwendung der hier aufgestellten Theorie ergeben sich auf Grund der makrokosmischen Anomalie in sehr charakteristischer Weise neuartige Deutungsmöglichkeiten für abnormale Zustandsänderungen, wie man sie gelegentlich im Makrokosmos beobachtet. Ohne hier auf experimentelle Einzelheiten einzugehen, würde selbstverständlich aus dem Bestehen einer makrokosmischen Anomalie in dem hier erläuterten Sinne zu folgern sein, daß z. B. beim umgekehrten Übergange eines Probekörpers vom Makrobereich zum Mittelbereich ein schnelles Abbremsen der kinetischen Energie eintreten könnte, wobei nach dem Erhaltungssatz für die Gesamtenergie ein Äquivalent, z. B. in einer Zustandsänderung (Temperaturänderung, Anregung von Strahlungsvorgängen usw.) vorhanden sein müßte. Hieran würde sich auch prinzipiell nichts ändern, wenn es nach dem Grundsatz *natura non facit saltus* im Falle der praktischen Anwendung notwendig wäre, den hier der Einfachheit halber verwendeten unstetigen Übergang für  $a$  vom Mittel- zum Makrobereich (und auch vom Mittel- zum Mikrobereich) durch einen stetigen Übergang in einem kleinen Übergangsbereich zu ersetzen. Es braucht im Rahmen der vorliegenden Arbeit auf eine genauere Erläuterung der makrokosmischen Anomalie nicht eingegangen zu werden.

Besonders hervorgehoben werden soll jedoch, daß die Berücksichtigung des Satzes von der Erhaltung des Gesamtdrehimpulses ergibt, daß im Gegensatz zum Mittelbereich, wo sowohl der Bahndrehimpuls als auch der Drall des Probekörpers konstant bleiben, bei den Bahnen im Mikro- und Makrobereich beide geändert werden [s. Gleichung (39), (41) und (43)] und nur die Summe konstant bleibt.

### Kraftgesetze mit Abstoßungscharakter

Im vorangegangenen Kapitel wurde eine Verallgemeinerung für das Gravitationsgesetz und für das Coulombsche Anziehungsgesetz beschrieben. Beim Coulombschen Anziehungsgesetz ändert sich jedoch der Charakter des Gesetzes, wenn der Probekörper und der Zentralkörper gleichnamige Ladungen besitzen. Aus dem Anziehungsgesetz wird ein Abstoßungsgesetz:

$$\mathfrak{R} = + \frac{\eta e_0 e}{r^2} \cdot \left( \frac{r}{r} \right) \quad (44)$$

und es muß untersucht werden, wie sich eine solche Änderung auf die vorgenommene Verallgemeinerung auswirkt.

Bei einem Kraftgesetz mit Abstoßungscharakter erhält man schon im Mittelbereich keine periodische und darum auch keine kreisförmige Bahn des Probekörpers. Bei der Herleitung der entsprechenden Verallgemeinerung für das Coulombsche Abstoßungsgesetz wird man also zweckmäßigerweise den im vorigen Kapitel verwendeten Begriff des Testversuches fallen lassen<sup>3)</sup>.

Da jedoch das Coulombsche Anziehungsgesetz sich vom Coulombschen Abstoßungsgesetz im Mittelbereich nur im Vorzeichen unterscheidet, erscheint es (und auch von einem allgemeineren physikalischen Gesichtspunkte aus) gerechtfertigt, die Verallgemeinerung für das Coulombsche Abstoßungsgesetz dadurch vorzunehmen, daß in den Formeln für das Coulombsche Anziehungsgesetz auch im Mikro- und Makrobereich das Vorzeichen geändert wird. Danach erhält man also für die Coulombsche Abstoßungskraft:

Coulombsches Abstoßungsgesetz im Mikrobereich:

$$K_r = + \frac{\eta e_0 e}{\rho_0^2} (1+a) \left[ 2 - \left( \frac{r}{\rho_0} \right)^{-2a} \right] \left( \frac{r}{\rho_0} \right)^{1+4a}$$

$$K_\varphi = \mp \frac{\eta e_0 e}{\rho_0^2} (1+a) \cdot 2 \sqrt{\left( \frac{r}{\rho_0} \right)^{-2a} - 1} \left( \frac{r}{\rho_0} \right)^{1+4a} \quad (45)$$

Coulombsches Abstoßungsgesetz im Mittelbereich:

$$K_r = + \frac{\eta e_0 e}{r^2}$$

$$K_\varphi = 0 \quad (46)$$

Coulombsches Abstoßungsgesetz im Makrobereich:

$$K_r = + \frac{\eta e_0 e}{R_0^2} (1+a) \left[ 2 - \left( \frac{r}{R_0} \right)^{\frac{2a}{1+a}} \right] \left( \frac{r}{R_0} \right)^{\frac{1-3a}{1+a}}$$

$$K_\varphi = \pm \frac{\eta e_0 e}{R_0^2} (1+a) \cdot 2 \sqrt{\left( \frac{r}{R_0} \right)^{\frac{2a}{1+a}} - 1} \left( \frac{r}{R_0} \right)^{\frac{1-3a}{1+a}} \quad (47)$$

<sup>3)</sup> Die Differentialgleichung (11) mit negativem Vorzeichen des zweiten Gliedes für einen Testversuch beim Abstoßungsgesetz, also:

$$\frac{d^2 r}{dt^2} - \frac{1+a}{\left( \sqrt{\frac{r_0^2 m}{\eta e_0 e}} \pm j a t \right)^2} r = 0$$

hat z. B. folgende für eine einfache Darstellung des zugehörigen Kraftgesetzes nicht sehr geeignet erscheinende Lösung:

$$r = \sigma \left[ 1 \pm j a \sqrt{\frac{\eta e_0 e}{r_0^2 m}} \cdot t \right] + \frac{1}{2} \pm \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{1+a}{a^2}}$$



Daraus läßt sich in entsprechender Weise wie im vorigen Kapitel das radiale Potential  $U_r$  für das Coulombsche Abstoßungsgesetz herleiten. Es ist:

im Mikrobereich:

$$U_r = + \frac{\eta e_0 e}{\rho_0} \left\{ \frac{3 + 4a}{2(1 + 2a)} + \left( \frac{r}{\rho_0} \right)^{2(1+a)} \left[ \frac{1}{2} - \frac{1 + a}{1 + 2a} \left( \frac{r}{\rho_0} \right)^{2a} \right] \right\} \tag{48}$$

im Mittelbereich:

$$U_r = + \frac{\eta e_0 e}{r} \tag{49}$$

im Makrobereich:

$$U_r = + \frac{\eta e_0 e}{R_0} (1 + a)^2 \left\{ \frac{(3 + a)(1 + a^2)}{2(1 - a)(1 + a)^2} + \left( \frac{r}{R_0} \right)^{\frac{2}{1+a}} \left[ \frac{1}{2} - \frac{1}{1 - a} \left( \frac{r}{R_0} \right)^{-\frac{2a}{1+a}} \right] \right\} \tag{50}$$

Bei einer Diskussion der vorstehenden Formeln erkennt man sehr leicht, daß sich im Kern- und Fernbereich wieder der Charakter des Kraftgesetzes um-

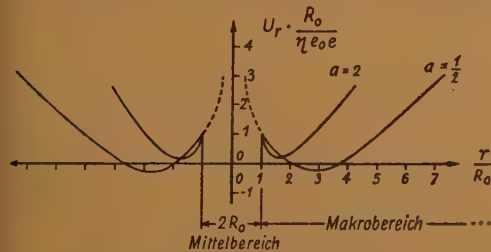


Abb. 12. Darstellung des radialen Potentials  $U_r$  (Potentialgraben) im Makrobereich beim Coulombschen Abstoßungsgesetz für die Werte  $a = 2$  und  $a = \frac{1}{2}$

kehrt, daß also in diesen Bereichen aus dem Coulombschen Abstoßungsgesetz ein Kraftgesetz mit Anziehungscharakter geworden ist. Ein Probekörper, der also im Mittelbereich wegen der Abstoßungskraft sich vom Zentralkörper entfernen muß, kann im Kernbereich wegen der dort herrschenden Anziehungskraft verharren. Das wird sehr anschaulich dargestellt durch das radiale Potential. In Abb. 11

ist als Beispiel das radiale Potential im Mikrobereich beim Coulombschen Abstoßungsgesetz für den Wert  $a = 2$  über dem Radius aufgetragen [siehe Gleichung (48)]. Man erhält einen sogenannten Potentialtopf mit dem Maximum am Rande des Kernbereiches.

In der Abb. 12 ist in entsprechender Weise das radiale Potential im Makrobereich beim Coulombschen Abstoßungsgesetz für die Werte  $a = 2$  und  $a = \frac{1}{2}$  aufgetragen [s. Gleichung (50)]. Man erhält als Umkehrung des Potentialwalles einen sogenannten Potentialgraben mit einem Minimum am Rande des Fernbereiches.

### Diskussion der verallgemeinerten Kraftgesetze

Nach den einleitenden Betrachtungen zu dieser Arbeit ist es nun von besonderer Wichtigkeit zu untersuchen, ob bei dem entwickelten Kraftgesetz es denkbar erscheint, daß ein Probekörper, der sich zugleich mit anderen in einem

Potentialtopf befindet und eine solche kinetische Energie besitzt, daß er den Potentialtopf in der Regel nicht verläßt, durch einen Akt im Innern des Kernbereiches zum Verlassen des Kernes veranlaßt werden kann. Um diese wichtige Frage zu untersuchen, ist in der Abb. 13 für ein Beispiel, nämlich für den Wert  $a = 2$ , die Richtung der Kraft im Mikrobereich, also auch im Kernbereich, der einen Potentialtopf bildet, aufgetragen. Im Innern des Potentialtopfes ist von einem Punkt P aus dargestellt, welche Bahnen ein Probekörper etwa ausführen würde, wenn er eine dem Betrage nach gleiche Anfangsgeschwindigkeit, aber nach verschiedenen Richtungen, erhalten würde. Längs der mit 1 bezeichneten Bahn erfolgt die Bewegung des Probekörpers im wesentlichen gegensinnig, d. h. aber die Kraft auf den Probekörper hat eine solche Richtung, daß die Geschwindigkeit des Probekörpers gebremst wird und daß der Probekörper unter dem Einfluß der im Potentialtopf herrschenden Anziehungskraft sich mehr und mehr dem Mittelpunkt nähert. Längs der mit 3 bezeichneten Bahn jedoch erfolgt die Bewegung des Probekörpers im wesentlichen gleichsinnig, d. h. aber die Kraft auf den Probekörper wirkt nicht bremsend, sondern beschleunigend und bewirkt, daß der Probekörper den Potentialtopf verläßt, um sich außerhalb unter dem Einfluß der dort herrschenden Abstoßungskraft um so rascher zu entfernen. Längs der mit 2 bezeichneten Bahn, bei der die Anfangsgeschwindigkeit etwa radial nach außen gerichtet ist, erfolgt die Bewegung zum Teil gegensinnig und zum Teil gleichsinnig, so daß sich die bremsende und die beschleunigende Wirkung auf den Probekörper etwa aufhebt. In diesem Falle soll angenommen werden, daß die kinetische Energie des Probekörpers im Punkte P noch nicht ausreicht für ein Verlassen des Potentialtopfes.

Auf Grund der eben angestellten Betrachtung erkennt man, daß es ein charakteristisches Merkmal des hier entwickelten nichtkonservativen Kraftgesetzes im Potentialtopf ist, daß Probekörper bei gegensinniger Bewegung die Tendenz haben, im Potentialtopf zu verharren, dagegen bei gleichsinniger Bewegung den Potentialtopf zu verlassen. Befinden sich nun mehrere Probekörper im Potentialtopf und führen alle eine gegensinnige oder bevorzugt gegensinnige Bewegung aus, ohne eine bestimmte kinetische Energie zu überschreiten, dann wird in der Regel, d. h. auch bei einem elastischen Zusammenstoß zweier Probekörper, kein Austritt aus dem Potentialtopf erfolgen. Wenn jedoch mehrere Probekörper zugleich oder zwei Probekörper von sehr unterschiedlicher Masse zusammenstoßen, ist es möglich, daß einer der Stoßpartner nach dem Zusammenstoß eine gleichsinnige Bewegung ausführt, die einen Austritt aus dem Potentialtopf zur Folge hat. Das Eintreten eines solchen Ereignisses kann unter Umständen sehr selten sein. Der Austrittszeitpunkt hängt bei einem speziellen Modell von der vorgegebenen Kombination der Bahnen und Anfangsbedingungen für die verschiedenen Probekörper ab und ließe sich im Prinzip nur dann exakt ermitteln, wenn alle Anfangsbedingungen genau bekannt wären. Bei einer praktischen Anwendung, z. B. in einem Atomkernmodell, scheidet diese Möglichkeit selbstverständlich aus, weil keine beliebig genauen Beobachtungsmöglichkeiten für die Anfangsbedingungen (Ort und Impuls) der Kernbestandteile bestehen. Es erscheint aber auch ohne eine solche Beobachtung möglich, daß man bei einem vorgegebenen Modell wenigstens die Wahrscheinlichkeit ermitteln kann, mit der bei einer sehr großen Anzahl von gleichen Modellen ein Austritt aus dem Potentialtopf erfolgt, indem man von der Gesamtheit aller möglichen Anfangsbedingungen untersucht, zu welchem Zeitpunkt jedes Mal ein Austritt zustande kommt. Eine solche, mathematisch berechnete



Wahrscheinlichkeit könnte durch Vergleich mit dem Experiment geprüft werden.

Das Wesentliche des Vorangegangenen besteht darin, daß sich in einer qualitativen Betrachtung im Mikrobereich folgende charakteristischen Merkmale für die aufgestellte Verallgemeinerung des Coulombschen Abstoßungsgesetzes ergeben:

1. Der Kernbereich bildet einen Potentialtopf (für das radiale Potential).
2. Probekörper im Innern des Potentialtopfes, die einen bestimmten Höchstbetrag an kinetischer Energie nicht überschreiten, können im Potentialtopf verharren, bzw. sich in gegensinniger Bewegung befinden.
3. Bei gleichsinniger Bewegung eines Probekörpers kann auch bei einer kinetischen Anfangsenergie, die kleiner als der Höchstbetrag ist, ein Austritt aus dem Potentialtopf erfolgen.

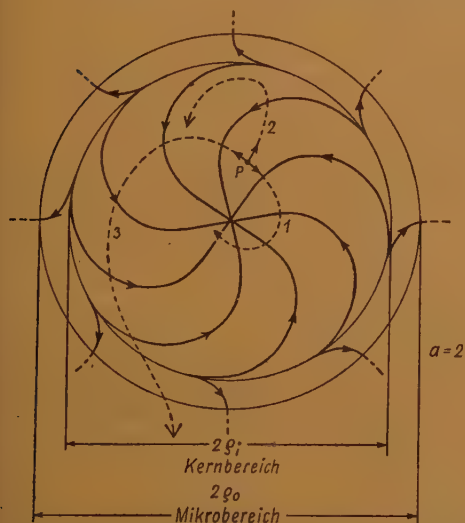


Abb. 13. Schematische Darstellung der Bahnen eines Probekörpers von einem Punkt P im Innern eines Potentialtopfes mit dem Wert  $a = 2$  für drei verschiedene Richtungen der Anfangsgeschwindigkeit:

Bahn 1 verläuft im wesentlichen gegensinnig und in Richtung auf den Mittelpunkt

Bahn 2 verläuft radial oder z. T. gegensinnig und z. T. gleichsinnig im Innern des Potentialtopfes

Bahn 3 verläuft im wesentlichen gleichsinnig und führt aus dem Potentialtopf heraus

4. Ein Wechsel von gegensinniger zu gleichsinniger Bewegung eines Probekörpers im Innern des Potentialtopfes kann durch ein Ereignis im Innern des Kernbereiches, z. B. einen geeigneten Zusammenstoß von Probekörpern ausgelöst werden, und damit kann sich ein Austritt eines Probekörpers aus dem Kern- und Mikrobereich ergeben.
5. Die Wahrscheinlichkeit für den Austritt eines Probekörpers aus dem Potentialtopf läßt sich im Prinzip aus einer Variation aller möglichen Anfangsbedingungen und den daraus folgenden zugehörigen Bahnkurven der Probekörper ermitteln.

In diesen Grundeigenschaften des hier entwickelten verallgemeinerten Coulombschen Abstoßungsgesetzes im Mikrobereich ist, wie man leicht erkennt, eine neu-

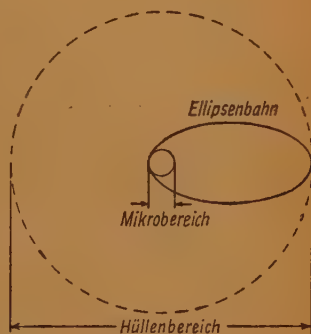


Abb. 14. Schematische Darstellung vom Hüllbereich, der im Mittelbereich liegt und den Mikrobereich (Potentialmulde) umgibt, mit einer ganz im Mittelbereich verlaufenden Ellipsenbahn eines Probekörpers (unter dem Einfluß des Coulombschen Anziehungsgesetzes)

artige Möglichkeit enthalten für eine Deutung des eingangs erwähnten Tunnel-effektes. Es ist nämlich durchaus denkbar, daß der radioaktive Zerfall eines Atomkernes, der durch äußere Einwirkungen nicht beeinflußt werden kann, in letzter Konsequenz auch auf das Vorhandensein eines nichtkonservativen Kraftgesetzes im Kerninnern in dem hier angenommenen Sinne zurückgeführt werden muß.

Da eine quantitative Durchführung dieser Idee und eine entsprechende Entscheidung durch Vergleich mit den experimentellen Tatsachen den Rahmen dieser Arbeit weit überschreiten würde, soll im folgenden zunächst in weiteren qualitativen Betrachtungen untersucht werden, zu welchen weiteren Konsequenzen die Annahme der hier vorgeschlagenen Verallgemeinerung der Zentralgesetze für den Mikro- und Makrobereich noch führen würde.

Dem oben erwähnten Potentialtopf im Kernbereich des Coulombschen Abstoßungsgesetzes entspricht beim Coulombschen Anziehungsgesetz die Potentialmulde. Auch in der Potentialmulde lassen sich gleichsinnige oder gegensinnige Bewegungen unterscheiden mit entsprechender beschleunigender oder bremsender Wirkung. Bei einer gleichsinnigen Bewegung gewinnt ein Probekörper längs der Bahn kinetische Energie und wird schließlich den Mikrobereich verlassen, um sich im Mittelbereich in üblicher Weise längs einer Kegelschnittbahn z. B. längs einer Ellipse zu bewegen. Vor dem Ende eines Ellipsenumlaufes kann der Probekörper wieder in den Mikrobereich eindringen und weitere kinetische Energie gewinnen, um beim Verlassen des Mikrobereiches eine noch länger gestreckte Ellipsenbahn zu durchlaufen und so fort, bis der Probekörper nicht mehr in den Mikrobereich eintaucht, sondern längs einer ganz im Mittelbereich verlaufenden Ellipsenbahn sich bewegt, ähnlich wie der Umlauf eines periodischen Kometen um einen Zentralkörper längs einer sehr langgestreckten Ellipsenbahn. Der Umkreis um den Mittelpunkt, bis zu dem sich die langgestreckten Ellipsenbahnen im Mittelbereich erstrecken können, soll als Hülle oder Hüllbereich bezeichnet werden (s. Abb. 14). Die Existenz einer Hülle im Mittelbereich auf Grund des Coulombschen Anziehungsgesetzes, die z. B. bei jedem Atom beobachtet wird, kann also durchaus in Einklang gebracht werden mit dem Vorhandensein einer Potentialmulde im Mikrobereich. Es ist nach dem oben Erwähnten vielleicht sogar richtiger zu sagen, daß durch die Gesetze des Mikro- und Kernbereiches erst die Hülle im Mittelbereich aufgebaut wird.

Welche Konsequenzen erhält man nun aus der hier entwickelten Theorie für den Makrobereich? Hier ist die Auswirkung beim Gravitationsgesetz von besonderer Bedeutung. Bei einer Anhäufung sehr vieler Massenpunkte wird man in sehr großer Entfernung in der üblichen Weise die resultierende Kraftwirkung so annehmen, als ob sie von einem gemeinsamen Massenmittelpunkt ausginge. Man erhält, wie schon oben erwähnt, im Fernbereich des Makrobereiches gemäß Gleichung (19) als Wirkung auf einen Probekörper eine Abstoßungskraft, d. h. aber in sehr großer Entfernung haben Massen die Tendenz, sich voneinander zu entfernen. Das Auseinanderstreben der Welt, das durch die Rotverschiebung der Spektrallinien des Lichtes, welches uns von sehr weit entfernten Sternen erreicht, beobachtet wird, ist im Sinne der hier angestellten Betrachtungen lediglich eine Folge der Gültigkeit eines allgemeineren Gravitationsgesetzes. Es ist fürwahr ein faszinierender Gedanke, daß sowohl der Tunneleffekt im Mikrobereich als auch die Rotverschiebung im Makrobereich aus einer einzigen Verallgemeinerung der Zentralgesetze gefolgert werden könnten. So kompli-



ziert die quantitativen Darstellungen im einzelnen auch sein mögen, der Nachweis, daß im Mikro- und Makrokosmos ein einheitliches Naturprinzip waltet, wäre außerordentlich wichtig und von grundsätzlicher Bedeutung für unser physikalisches Weltbild.

Außer für die Rotverschiebung läßt sich noch für eine andere wichtige Erscheinung im Makrobereich auf Grund des hier angenommenen verallgemeinerten Gravitationsgesetzes in zwangloser Weise eine Deutung finden. Bei einer Überlagerung der Kraftwirkung vieler Massenpunkte gemäß Gleichung (19) sind zwei verschiedene Grenzfälle möglich: Entweder ist die sich ergebende tangentielle Komponente  $K_{\varphi}$  im Makrobereich gleich Null, weil die positiven und negativen Werte für  $K_{\varphi}$  sich gerade aufheben, oder aber alle Einzelwerte für  $K_{\varphi}$  haben das gleiche Vorzeichen, so daß auch der resultierende Wert für  $K_{\varphi}$  nicht Null wird. In dem letzteren Falle würde also die Richtung der Gravitationskraft unter besonderen Bedingungen im Makrobereich etwa wie im Beispiel der Abb. 5 verlaufen, d. h. aber, daß sich im Fernbereich eine spiralenförmige Kraftrichtung bzw. Bahnkurve ergibt. Die spiralenförmige Struktur vieler riesig ausgedehnter Nebel am Sternenhimmel [3] ließe sich darum ebenfalls in einfache Beziehung bringen zu dem Walten des hier angenommenen verallgemeinerten Gravitationsgesetzes.

Ob auch für das Walten des Coulombschen Anziehungs- und Abstoßungsgesetzes im Makrobereich entsprechende experimentelle Beobachtungen herangezogen werden können, soll hier nicht genauer untersucht werden. Man beobachtet jedoch gelegentlich das Vorhandensein konzentrischer oder ringförmiger Schichten von geladenen Teilchen in großen Abständen von einem Stern, z. B. bei den Ringen des Saturn, wobei die Entstehung und Stabilität der Erscheinung nicht eindeutig zu erklären ist. Bei der Verallgemeinerung des Coulombschen Abstoßungsgesetzes ergibt sich aber, wenn man die Gültigkeit hier einmal voraussetzt, im Makrobereich ein Potentialgraben (s. Abb. 12) und damit auch durchaus die Möglichkeit einer stabilen Anordnung geladener Teilchen in großer Entfernung um ein gleichnamig geladenes Zentrum.

Zusammenfassend kann festgestellt werden, daß die qualitative Abschätzung der Auswirkung der hier aufgestellten Verallgemeinerung der Zentralgesetze im Mikro- und Makrobereich zu erfolgversprechenden Ansätzen führt. Es erscheint deshalb notwendig, zunächst die allgemeinen Bahnen eines Probekörpers bei beliebigen Anfangsbedingungen im Mikro- und Makrobereich unter dem Einfluß der hier benutzten Zentralgesetze aufzustellen und zu studieren, um hierauf aufbauend nicht nur die einfachen, spiralenförmigen Bahnen bei den Testversuchen, sondern auch kompliziertere Bewegungsvorgänge im Mikro- und Makrobereich quantitativ behandeln zu können. Der Inhalt einer solchen Theorie ist eine neue Mechanik, die als Schwingungsmechanik bezeichnet werden soll, da deren Grundgesetze aus einer speziellen Differentialgleichung [Gleichung (11)], die als Schwingungsgleichung zu deuten ist, hergeleitet wurden. In dieser Schwingungsmechanik sind die Gesetze der klassischen Mechanik als Spezialfall enthalten, sie werden jedoch in ihrer Gültigkeit nur auf den Mittelbereich beschränkt. Aus experimentellen Beobachtungen und den Kernabmessungen der Atome kann man folgern, daß für das Coulombsche Gesetz der Mikrobereich erst bei etwa  $10^{-12}$  cm beginnen kann, während man aus dem Durchmesser der Spiralnebel etwa abschätzen kann, daß für das Gravitationsgesetz der Makrobereich in einer Entfernung von etwa  $10^{20}$  cm vom Zentrum liegt.

Eine kurze Bemerkung erscheint hier noch notwendig zu der Frage, in welcher Weise die quantenhaften Erscheinungen im Mikrokosmos, also insbesondere die Strahlungserscheinungen im Rahmen der hier aufzustellenden Schwingungsmechanik mitberücksichtigt werden könnten. Es hat zunächst den Anschein, als ob hierfür überhaupt keine geeignete Ansatzmöglichkeit besteht, da eine Wellengleichung oder der Begriff der Lichtgeschwindigkeit nicht verwendet werden. Zweifellos bedarf es auch einer geeigneten zusätzlichen Annahme, um die Strahlungserscheinungen im Mikrobereich in einer physikalisch vernünftigen Weise mit den Erscheinungen der Schwingungsmechanik zu verbinden. Hierfür bieten sich als Ansatzmöglichkeit viele Gesichtspunkte. Z. B. ergeben sich auf Grund des nichtkonservativen Charakters des Grundgesetzes im Mikrobereich, wie schon erwähnt, vom Wege abhängige Potentiale. Z. B. ist bei verschiedenen Umläufen um den Mittelpunkt das Potential keine eindeutige Funktion von der Entfernung vom Mittelpunkt, sondern es liegen die verschiedenen Potentialflächen, die zu den verschiedenen Umläufen gehören, übereinander. Nimmt man nun an, daß ein Probekörper von einer Potentialfläche auf die darüber- oder darunterliegende ohne Änderung seiner kinetischen Energie springen kann, so ist es aus Energiegründen notwendig, daß dem System hierbei Energie hinzugefügt oder entzogen werden muß, was z. B. durch einen Strahlungsakt geleistet werden könnte. Ein anderer Gesichtspunkt wäre z. B., wenn man bei einem (radialen) Übergang eines Probekörpers vom Mikrobereich zum Mittelbereich und umgekehrt das Auftreten stoßartiger Kräfte auf den Probekörper mit Strahlungsvorgängen kombinieren würde. Es ist im Rahmen dieser Arbeit nicht möglich, auf diese oder weitere Möglichkeiten für eine Berücksichtigung der Strahlungsvorgänge einzugehen. Es genügt, wenn hier gezeigt wurde, daß die aufzustellende Schwingungsmechanik auch eine Möglichkeit bietet, die quantenhaften Vorgänge im Mikrokosmos mit zu berücksichtigen oder einzubeziehen.

Die zu entwickelnde Schwingungsmechanik wird sich, wie man schon vermuten kann, als sehr anpassungsfähig erweisen und kann unter Verwendung der Überlagerung verschiedener Kraftgesetze mit verschiedenen Werten für  $a$  und  $\rho_0$  bzw.  $R_0$  benutzt werden, um zu versuchen, sehr verwickelte experimentelle Beobachtungsergebnisse im Mikro- und Makrobereich in systematischer Weise darzustellen und zu beschreiben. Die quantitative Durchführung dieses Gedankens unter Entwicklung geeigneter Modellvorstellungen erscheint möglich und auch notwendig.

Bei der Herleitung der hier aufgestellten Verallgemeinerung der Zentralgesetze wurde, wie noch erwähnt werden soll, an einer Stelle, nämlich beim Übergang von der Differentialgleichung (9) auf die Differentialgleichung (11) zunächst ein willkürlicher Schritt vorgenommen. Es ist selbstverständlich vor einer entsprechenden quantitativen Bestätigung noch nicht entschieden, ob nicht der Übergang zu einer anderen Differentialgleichung oder auch zu einer anderen vom selben Typus im Hinblick auf eine praktische Anwendung richtiger wäre. In diesem Falle wäre die hier benutzte Methode zur Aufstellung der notwendigen Verallgemeinerung der Zentralgesetze nur ein mathematisches Beispiel für den einzuschlagenden Weg. Allerdings scheint die verwendete Differentialgleichung (11) und die zugehörige Lösung [s. Gleichung (12)] verhältnismäßig einfach zu sein im Vergleich zu sonstigen Möglichkeiten, so daß die Wahrscheinlichkeit ihrer Bewährung für die Darstellung harmonischer Zusammenhänge in der Natur bei Richtigkeit der eingeschlagenen Methode ziemlich groß ist.



Wie weit darum die mit der Verallgemeinerung der Zentralgesetze erwähnten Erwartungen und Hoffnungen für einen Fortschritt gerechtfertigt sind, wird die Zukunft lehren.

### Zusammenfassung

Aus den mangelhaften Erklärungsmöglichkeiten für grundlegende experimentelle Erscheinungen, wie den Tunneleffekt beim radioaktiven Zerfall oder die Rotverschiebung der Spektrallinien des Lichtes von sehr weit entfernten Sternen, wird gefolgert, daß unser heutiges physikalisches Weltbild ungenau oder unvollständig sein muß. Als Hauptfehler wird angenommen, daß im allgemeinen der Gültigkeitsbereich für die sogenannten Zentralgesetze, insbesondere für das Gravitationsgesetz und für das Coulombsche Anziehungs- und Abstoßungsgesetz, zu weit gefaßt wird. Der Gültigkeitsbereich für diese Gesetze wird deshalb insofern eingeschränkt, als für den allerkleinsten Bereich (Mikrobereich) um den Mittelpunkt (Größenordnung: Atomkernradius und kleiner) und für den fernsten Bereich (Makrobereich) (Größenordnung: Spiralnebelradius und größer) das normale Zentralgesetz ersetzt wird durch ein allgemeineres Kraftgesetz, das als Spezialfall auch den experimentell bestens bewährten Mittelbereich enthält. Das allgemeinere Kraftgesetz ist ein nichtkonservatives und wird für den Mikro- und Makrobereich in einer für den besonderen Zweck entwickelten Methode aus den Lösungen einer einzigen Differentialgleichung (Schwingungsgleichung) hergeleitet.

Die Gesamtheit aller Kraftwirkungen und Bewegungsvorgänge im Mikro- und Makrobereich des verallgemeinerten Kraftgesetzes bildet den Inhalt einer neuen Mechanik, die als Schwingungsmechanik bezeichnet wird. In einer qualitativen Betrachtung der Grundzüge dieser Mechanik zeigt sich, daß z. B. im Mikrobereich eine Potentialmulde oder ein Potentialtopf und im Makrobereich ein Potentialwall oder ein Potentialgraben bestehen. Der Tunneleffekt und die Rotverschiebung können im Rahmen dieser neuen Mechanik grundsätzlich und in einfacher Weise gedeutet werden. Außerdem ergibt sich auf Grund einer als makrokosmische Anomalie bezeichneten Eigentümlichkeit der aufgestellten Kraftgesetze die Möglichkeit, für extreme Zustandsänderungen beim Übergang eines Körpers vom Makrobereich zum Mittelbereich.

Bei der Herleitung der verallgemeinerten Zentralgesetze wird die benutzte Methode beschrieben, so daß es auch möglich ist, Varianten der aufgestellten Gesetze zu entwickeln, falls eine quantitative Diskussion bei einem Vergleich mit den experimentellen Tatsachen dies erfordern sollte.

Die bewährten Grundgesetze und Erhaltungssätze der klassischen Mechanik und der Quantenmechanik werden durch die vorgeschlagene Erweiterung nicht verändert, sondern nur in bestimmten Bereichen ergänzt.

### Literaturverzeichnis

- [1] G. Joos, Lehrbuch der theoretischen Physik. II. Auflage, Leipzig 1934, Akad. Verlagsgesellschaft.
- [2] W. Lippert, Eine allgemeine Theorie nichtentarteter Schwingungen. Elektrotechnik, Bd. 2, Nr. 4 (1948), S. 113...120.
- [3] Newcomb-Engelmann, Populäre Astronomie (insbes. S. 815) 8. Auflage, Leipzig 1948, Verlag: Johann Ambrosius Barth.

# Zum Problem der Bandbreitenregelung

(Mitteilung aus dem Rundfunklaboratorium der Firma Schaub, Pforzheim)

## 1. Übersicht

Unter Zugrundelegung einer früher entwickelten Kreisteilungsmethode werden die Bedingungen abgeleitet, die erfüllt sein müssen, um bei Verwendung von zwei durch eine Röhre entkoppelten Zweifach-Bandfiltern einen möglichst rechteckigen Frequenzgang der Gesamtverstärkung zu erzielen.

Aus den gewonnenen Ergebnissen wird eine Bandbreitenregelung bei veränderlicher Kopplung eines Filters abgeleitet, wie sie praktisch bereits im Schaub-Großsuper SG—42 angewendet wird.

Durch Beseitigung der kleinen Mängel, die diese Form der Bandbreitenregelung noch zeigt, werden die Bedingungen für eine Bandbreitenregelung mit zwei geregelten Zweifachfiltern festgelegt, mit deren Hilfe eine nahezu ideale Bandbreitenregelung mit sehr großem Regelbereich möglich ist.

## 2. Zwei Zweifach-Bandfilter mit möglichst rechteckigem Frequenzgang der Verstärkung

In einer früher veröffentlichten Arbeit wurde mit Hilfe einer Kreisteilungsmethode auf einfache Weise berechnet, wie zwei durch eine Röhre entkoppelte Bandfilter zu dimensionieren sind, um einen möglichst rechteckigen Verlauf der Gesamtverstärkungskurve in Abhängigkeit von der Frequenz zu erreichen. Die dazu notwendigen Berechnungsgänge seien kurz wiederholt:

$B$  = Bandbreite, gerechnet zwischen den Punkten, an denen die Verstärkung auf  $1/\sqrt{2}$  der Maximalverstärkung absinkt, in kHz,  $f$  = Bandmittenfrequenz in kHz.

Ein Viertelkreis mit dem Radius der relativen Bandbreite  $\Delta = B/f$  wird entsprechend der verwendeten Schwingkreiszahl in vier gleiche Teile geteilt. Zur Auswertung werden die Koordinaten des 1. und 3. Teilungspunktes benutzt. Die Abszissen geben die erforderlichen Kreisgüten, die Ordinaten die erforderlichen Kopplungsgrade der Bandfilter an:

Die Bandbreite sei 9 kHz, die Bandmittenfrequenz 468 kHz, dann ist  $\Delta = B/f = 1/52 = 0,0192$

$$\text{Die Dämpfungen } d_1 = \Delta \cdot \cos 22,5 = 0,0178 \quad \rho_1 = \frac{1}{d_1} = 56$$

$$d_2 = \Delta \cdot \cos 67,5 = 0,00736 \quad \rho_2 = \frac{1}{d_2} = 136$$

$$\text{Die Kopplungen } K_1 = \Delta \cdot \sin 22,5 = 0,00736$$

$$K_2 = \Delta \cdot \sin 67,5 = 0,0178$$

$$K_1 \rho_1 = \operatorname{tg} 22,5 = 0,414$$

$$K_2 \rho_2 = \operatorname{tg} 67,5 = 2,414$$

Diese Bedingungen müssen allgemein für einen möglichst rechteckigen Frequenzgang erfüllt sein, die jeweils gewünschte Bandbreite schreibt die Kreisgüten vor, deren Verhältnis stets den Wert

$$\frac{p_2}{p_1} = \frac{\cos 22,5}{\cos 67,5} = \frac{0,9239}{0,3827} = 2,414$$

haben muß.

Da man bestenfalls mit einer Spulengüte von 180 im eingebauten Zustand rechnen kann, so ist die bei dem geforderten Frequenzgang mögliche kleinste Bandbreite

$$B = \frac{468}{180 \cdot \cos 67,5} = \frac{468}{180 \cdot 0,3827} = 6,8 \text{ kHz}$$

Für die Berechnung des Gesamtübertragungsmaßes gilt

$$\ddot{u} = \sqrt{v^{2m} + \Delta^{2m}}$$

wobei  $v$  die Verstimmung,  $m$  die Zahl der Schwingkreise bedeuten.

Für  $v = \Delta$  nimmt das Übertragungsmaß den Wert  $\ddot{u} = \Delta^m \cdot \sqrt{2}$  an, d. h. bei  $v = \Delta$  sinkt der Verstärkungsgrad auf den Wert  $1/\sqrt{2}$  ab.

Zur Trennschärfe-Berechnung im Abstand 9 kHz (Senderabstand) von der Bandmittenfrequenz wird  $v = \frac{9}{B/2} \cdot \Delta$ . Für das Beispiel der Bandbreite

$B = 6,8 \text{ kHz}$

$$\ddot{u} = \sqrt{\left(\Delta \cdot \frac{9}{3,4}\right)^{2m} + \Delta^{2m}} = \Delta^m \cdot \sqrt{\left(\frac{9}{3,4}\right)^{2m} + 1}$$

$\Delta^m$  ist das Übertragungsmaß in der Bandmitte ( $v = 0$ ), der Wurzelausdruck gibt sofort den Trennschärfewert.

$$TS = \sqrt{\left(\frac{9}{3,4}\right)^8 + 1} \sim \sqrt{\left(\frac{9}{3,4}\right)^8} = \left(\frac{9}{3,4}\right)^4 = 50$$

Für das 1. Beispiel mit einer Gesamtbandbreite  $B = 9 \text{ kHz}$

$$TS \sim 2^4 = 16$$

Der allgemeine Ausdruck für die Trennschärfe ist

$$TS = \left(\frac{A}{B/2}\right)^m$$

$A$  = Frequenzabstand von der Bandmitte in kHz

$B$  = Bandbreite in kHz

$m$  = Zahl der Schwingkreise



## Bandbreitenregelung mit einem geregelten und einem festen Filter

Die Tatsache, daß hohe Trennschärfe und große Bandbreite bei tragbarem Aufwand nicht gleichzeitig hergestellt werden können, führt auf das Problem der Bandbreitenregelung.

Die sich aus der Praxis ergebenden zahlenmäßigen Forderungen sind:

Trennschärfewerte

TS = 100 bis 200 bei Fernempfang

Bandbreite

B = 12 kHz bei Ortsempfang.

Diese Forderungen beziehen sich nur auf den Zwischenfrequenzteil eines Überlagerungsempfängers.

Die Betrachtung der Abbildung 1 führt zwangsläufig zu der Frage: Wie verlaufen die Durchlaßkurven, wenn das mit  $K_1 \rho_1 = 0,414$  gekoppelte Bandfilter fest bleibt und das mit  $K_2 \rho_2 = 2,414$  gekoppelte Bandfilter in der Kopplung verändert wird.

Geht man bei diesem Filter von  $K \rho = 2,414$  ebenfalls auf  $K_2 \rho_2 = 0,414$  über, so bekommt man eine schmale Gesamtkurve bei gleicher Verstärkung in der Bandmitte. Für  $K_2 \rho_2 = 1$  muß die Verstärkung in der Bandmitte um den Faktor  $\sqrt{2}$  größer werden.

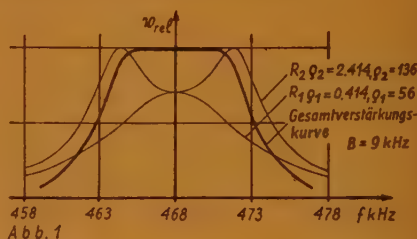
Das Verhalten der betrachteten Filterschaltung zeigt Abbildung 2. Die berechneten Gesamtverstärkungskurven sind für verschiedene Kopplungen  $K_2 \rho_2$  des geregelten Filters dargestellt.

Bei Messungen am Schaub-Großsuper SG—42 zeigte sich, daß die beschriebene Bandbreitenregelung in diesem Gerät bereits praktisch verwirklicht worden ist. Sinngemäß arbeitet das feste Filter auf die Diode, während das geregelte Filter als 1. Bandfilter geschaltet ist.

Eine kritische Betrachtung dieser Art der Bandbreitenregelung läßt noch folgende Mängel erkennen:

1. Die Verstärkung ändert sich in Abhängigkeit von der Regelung, hat ein Maximum bei  $K_2 \rho_2 = 1$  und fällt bei größeren Bandbreiten  $K_2 \rho_2 > 2,414$  stark ab.
2. Die Form der Durchlaßkurve weicht bei Kopplungen  $K_2 \rho_2 > 2,414$  von der Idealform ab und wird dreihöckerig mit immer stärker hervortretendem Mittelhöcker.

Abbildung 3 zeigt die Abhängigkeit von Trennschärfe, Bandbreite und Empfindlichkeit in Abhängigkeit vom Kopplungsgrad des geregelten Filters.



## 4. Bandbreiteregulierung mit zwei geregelten Filtern

Es wurde nun versucht, die Bedingungen für eine möglichst ideale Bandbreitenregelung zu finden.

An dem Verlauf der Kurven zwischen den Kopplungen  $K_2 \rho_2 = 0,414$  und  $K_2 \rho_2 = 2,414$  ist lediglich der Gang des Verstärkungsgrades zu beanstanden.

Dieser Fehler kann durch einen entsprechenden Gang der Kopplung der bisher festen Filter ausgeglichen werden. Ausgehend vom Gesamtübertragungsmaß eines Filters

$$\ddot{u} = \left( \frac{U_2 \max}{U_2} \right) = \frac{1}{2 K \rho} \cdot \sqrt{(1 - \rho^2 v^2 + K^2 \rho^2 v^2 + 4 \rho^2 v^2)} \quad v = \frac{2 \Delta f}{f}$$

lautet die Bedingung für konstantes Übertragungsmaß in dem betrachteten Bereich bei der Bandmittenfrequenz ( $\rho_1 v = \rho_2 v = 0$ )

$$\ddot{u}_{ges} = \frac{1 + (K_1 \rho_1)^2}{2 K_1 \rho_1} \cdot \frac{1 + (K_2 \rho_2)^2}{2 K_2 \rho_2} = 2$$

bezogen auf den Optimalwert des Übertragungsmaßes  $\ddot{u} = 1$  (erfüllt für  $K_1 \rho_1 = K_2 \rho_2 = 1$ ).

Es muß nun für jede zwischen den Werten 0,414 und 2,414 liegende Kopplung  $K_2 \rho_2$  des 1. Filters eine Kopplung

$$K_1 \rho_1 = 4 \frac{K_2 \rho_2}{1 + (K_2 \rho_2)^2} - \sqrt{\left( \frac{4 K_2 \rho_2}{1 + (K_2 \rho_2)^2} \right)^2 - 1}$$

des zweiten Filters eingestellt werden, um die gestellte Forderung des konstanten Übertragungsmaßes zu erfüllen. Um auch für eine Kopplung  $K_2 \rho_2 > 2,414$  des 1. Filters einen möglichst rechteckigen Frequenzgang der Gesamtverstärkung zu erreichen, muß über die durch die Kreisteilung gewonnenen Ergebnisse hinaus noch die Bedingung

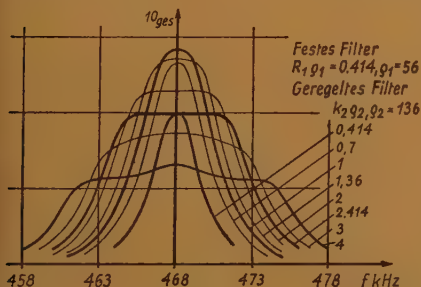


Abb. 2

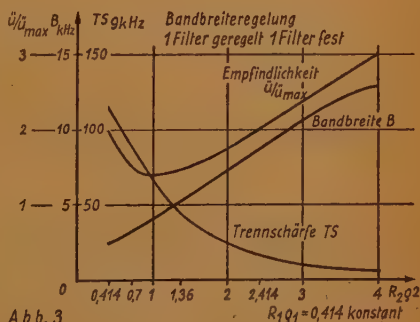


Abb. 3

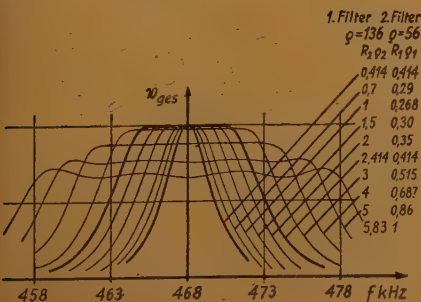


Abb. 4

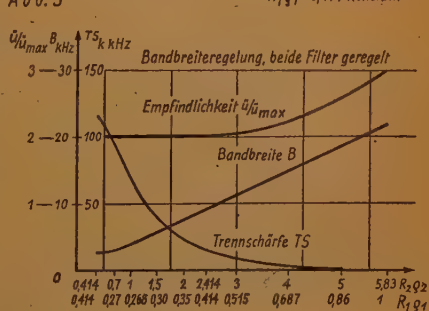


Abb. 5

$$\frac{K_2 \rho_2}{K_1 \rho_1} = \frac{2,414}{0,414} = 5,83$$

außer  $K_1 \rho_2 = K_2 \rho_1$  erfüllt sein.

Dabei behalten die Frequenzgänge der Gesamtverstärkung die gewünschte angenäherte Rechteckform, das Absinken der Verstärkung erfolgt in wesentlich kleinerem Maße als bei der Regelung mit nur einem Filter (Abbildung 4).

Die Bandbreite läßt sich ohne weiteres im Verhältnis 1:10 regeln. Bei sehr großen Bandbreiten geht die Kurvenform aus dem Grenzfall verschwindender Welligkeit in die durch die Tschebyscheff-Funktion  $T_8$  gegebene Form über. (Drei gleichhohe Täler und 4 gleichhohe Höcker).

Die größte herstellbare Bandbreite ist von der zugelassenen Welligkeit abhängig. Bei Einhaltung der für Rundfunk geforderten Bedingungen bleibt man stets im Sonderfall verschwindender Welligkeit. Diese tritt erst bei größeren Bandbreiten in Erscheinung. Doch sind selbst bei einer Bandbreite von  $B = 21,7$  kHz ( $K_1 \rho_1 = 1$ ;  $K_2 \rho_2 = 5,83$ ) die Abweichungen von der Idealform kleiner als  $\pm 5\%$ . Trennschärfe, Bandbreite und Empfindlichkeit sind in Abbildung 5 in Abhängigkeit von der kombinierten Kopplung dargestellt. Bei der praktischen Ausführung wird man zwei Spulenfahrstühle durch 2 auf einer Achse sitzende Kurvenscheiben so steuern, daß die vorgeschriebenen Kopplungen eingestellt werden. Große Bandbreiten bei einer Kurvenform verschwindender Welligkeit lassen sich erreichen, wenn stets die unter 2. genannten Bedingungen eingehalten werden. Das erfordert aber außer den Kopplungsänderungen noch eine Änderung der Kreislagen durch Dämpfung und hat den schwerwiegenden Nachteil, mit wachsender Bandbreite stärker abnehmender Gesamtverstärkung und Flankensteilheit.

## 5. Literatur

Schienenmann, Trägerfrequenzverstärker großer Bandbreite mit gegeneinander verstimmtten Einzelkreisen. TFT 1939, Heft 1, S. 1...7.

Feldtkeller, Einführung in die Theorie der Rundfunksiebschaltungen. 1940, Verlag Hirzel, Leipzig.

Harmans, Zur Dimensionierung von Breitbandverstärkern. FUNK UND TON, Bd. 2 (1948), H. 2.

Wohl jeder unserer Leser hat schon kostbare Arbeitsstunden verloren, weil er nach irgendwelchen Daten suchte. Schließlich kann man nicht alles im Kopf haben. Oder wissen Sie, ohne nachschlagen zu müssen, wie groß der dielektrische Verlustfaktor von Hescho-Steatit bei 1 MHz ist? Und wissen Sie, wo Sie nachschlagen sollen, um diesen Wert zu finden?

Alle Angaben über Kondensatorkeramik, 26 verschiedene Eigenschaften für jeden Isolierstofftyp, sind auf 8 Seiten zusammengestellt im

## Handbuch für Hochfrequenz- und Elektrotechniker

In diesem neu erschienenen Nachschlagewerk finden Sie auf 800 Seiten nicht nur viele Tafeln mit hochfrequenztechnischen Erfahrungswerten, sondern darüber hinaus eine Fülle von Unterlagen für die wissenschaftliche Arbeit. Sie brauchen, wenn dieses Buch auf Ihrem Schreibtisch liegt, nicht mehr Berge von Zeitschriften durchzusehen, um nach einer Formel oder einer Zahl zu suchen.

Das Handbuch ist zu einem Preis von 20,— DMW erhältlich beim Verlag RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Berlin-Borsigwalde.



## Die optisch zu erfüllenden Voraussetzungen zur Erzielung einwandfreier Fernsehbilder

Bei der praktischen Verwirklichung des Fernsehens ist es unerläßlich, neben der notwendigen Lösung einer Unzahl elektro-physikalischer Probleme die von der optischen Seite gestellten Forderungen weitestgehend zu berücksichtigen.

Für den Betrachter von Fernsehbildern wird letzten Endes immer nur die Bildqualität, d. h. die Helligkeit, die Schärfe und der ausreichende Bildkontrast entscheidend sein. Nur von dem Grad der Erfüllung dieser Forderung wird es abhängen, ob eine Wiedergabe Zustimmung oder Ablehnung finden wird. Was nützt es auch dem Betrachter, wenn eine Fernseh-Empfangsanordnung hinsichtlich der elektrischen Arbeitsweise eine perfekte Bildauflösung bis in die kleinsten Details gestattet, wenn beispielsweise durch zu geringe Helligkeit eine Augenüberanstrengung eine notwendige Begleiterscheinung bei der Betrachtung ist.

Dieser Zustand wäre etwa mit den Verhältnissen zum Beginn des Rundfunks zu vergleichen, wo es für den Hörer erforderlich war, die Ohren zu spitzen, um im Kopfhörer ein schwaches Wispern zu vernehmen. Allein der relativ hohe Preis für den einfachsten Fernsehempfänger macht es notwendig, vor Einführung eines Fernsehbetriebes den Stand der Technik so vervollkommen zu haben, daß eine ausreichende Bildqualität gewährleistet ist.

Bestimmend für jede Fernsehentwicklung ist demnach der Betrachter oder, genauer gesagt, das die Sehempfindung vermittelnde menschliche Auge.

Vor Eingehen auf die optischen Bedingungen des Fernsehens seien daher der Aufbau und die Eigenschaften des menschlichen Auges kurz betrachtet.

Das Auge ist ein nahezu kugelförmiger Körper. Dieser ist von einer starken lederartigen Haut umgeben, die vorn einen uhrglasartig vorgewölbten durchsichtigen Teil, die Hornhaut, aufweist. Hinter der Hornhaut liegt die mit einer wäßrigen Flüssigkeit gefüllte vordere Augenkammer. Die hintere Begrenzung der vorderen Augenkammer bildet die Regenbogenhaut (Iris), in deren Mitte sich eine kreisförmige Öffnung, die Pupille, befindet. Sie begrenzt den Querschnitt des in das Auge eindringenden Lichtbündels und kann durch einen ringförmigen Schließmuskel mit stärker werdender Beleuchtung verengt werden. Unmittelbar hinter der Iris befindet sich die bikonvexe Kristalllinse. Die anschließende große Kammer des Auges ist mit einer durchsichtigen gallertartigen Masse (Glaskörper) ausgefüllt. Die Innenwandung ist durch die Netzhaut (Retina) bedeckt. Die Netzhaut stellt die lichtempfindliche Schicht des Auges dar, die die Bilder aufnimmt und den Reiz durch den Sehnerv an das Gehirn weiterleitet. Im Sehzentrum des Gehirns findet die Umsetzung der von den Lichteindrücken hervorgerufenen Nervenreize in Empfindungen statt.

Die Netzhaut des Auges weist eine sehr bemerkenswerte Struktur auf. Sie enthält dicht aneinandergeordnet über ihre gesamte Oberfläche annähernd 5 Millionen lichtempfindliche Elemente.

Die Flächendichte schwankt dabei von der Achsennähe zu den Randzonen von etwa 13000 bis 4500/mm<sup>2</sup>. Ein Teil dieser Elemente ist kegel- oder flaschenförmig, ein anderer Teil stabförmig. Sie stellen die bekannten Zäpfchen und

Stäbchen dar. In der Umgebung der optischen Achse, dem sogenannten gelben Fleck, einer elliptischen Fläche, deren horizontale Achse etwa 2 mm und deren vertikale Achse etwa 0,8 mm lang ist, herrscht die größte Dichte der Elemente und damit auch die beste Bildauflösung oder Sehschärfe.

An der Stelle des schärfsten Sehens befinden sich nur die dickeren, etwa 4...5  $\mu$  starken Zäpfchen. Außerhalb des gelben Fleckes sind die Abstände der Zäpfchen zunehmend größer, und zwischen ihnen sind Stäbchen eingestreut. An den Randpartien der Netzhaut verschwinden die Zäpfchen gänzlich, um durch Stäbchen ersetzt zu werden.

Entsprechend dieser Anordnung ergibt sich in der Achsennähe ein Bild, das Einzelheiten in größerer Zahl zu erkennen gestattet, während am Rande des Gesichtsfeldes, durch den größeren Abstand der Netzhautelemente und auch durch die größeren Abbildungsfehler bedingt, nur ein unscharfes Bild entsteht. Betrachten wir nun die Empfindlichkeit des menschlichen Auges, so finden wir, daß diese in äußerst weiten Grenzen den jeweilig herrschenden Lichtverhältnissen anpassungsfähig ist. Das erste Mittel hierzu ist die Änderung des Pupillendurchmessers und damit des einfallenden Lichtbündelquerschnittes. Die Pupillendurchmesseränderung erfolgt etwa in den Grenzen von 1...2 mm bis hinauf zu etwa 8...9 mm. Da hiermit höchstens ein Intensitätsbereich von etwa 50 : 1 überbrückbar wäre, die vorkommenden Helligkeitsunterschiede aber ungefähr bis zu einem Verhältnis von  $10^9$  : 1 auftreten können, erfolgt eine weitere Anpassung (Adaptation) durch Empfindlichkeitsänderungen der lichtempfindlichen Elemente.

Welche enormen Helligkeitsbereiche das menschliche Auge zu überbrücken in der Lage ist, ergibt sich aus der Gegenüberstellung der Beleuchtungsstärke bei direkter Sonnenstrahlung von etwa 20000 bis 100000 Lux gegenüber der Beleuchtungsstärke bei Vollmond von  $\sim 0,2$  Lux bzw. von  $3 \cdot 10^{-4}$  Lux bei sternerklarer mondloser Nacht.

Die Schwellwerte der Zäpfchen und der Stäbchen liegen dabei so weit auseinander, daß die Zäpfchen den Aufnahmeapparat für größere Helligkeiten darstellen, wobei ihre Empfindlichkeit bis zum 20-fachen Wert mit abnehmender Intensität ansteigt, während die Stäbchen mit ihrer größeren Empfindlichkeit zur Wahrnehmung geringerer Helligkeiten dienen (Dämmerungssehen).

Wie schon eingangs erwähnt, hängt die erzielbare Sehschärfe ebenfalls von der Pupillenöffnung ab, da mit ihrer wachsenden Größe die Linsenfehler steigen. Unabhängig davon läßt sich jedoch das max. Auflösungsvermögen bzw. die größte Sehschärfe des menschlichen Auges absolut bestimmen.

Wir hatten festgestellt, daß sich die größte Dichte der lichtempfindlichen Elemente, und zwar der Zäpfchen, innerhalb des gelben Fleckes befinden. Wird nun auf diesem Teil der Netzhaut durch die Augenlinse ein Bild eines Gegenstandes entworfen, so wird dieses Bild mit zunehmender Entfernung bzw. mit Kleinerwerden des Gegenstandes ebenfalls kleiner und, da immer weniger Elemente vom Licht getroffen werden, zunehmend unkenntlicher in den Einzelheiten.

Die Grenze ist erreicht, wenn die Bildgröße ungefähr dem Durchmesser eines Zäpfchens (etwa 0,004...0,005 mm) entspricht.

Für diesen Fall bestimmt sich der physiologische Grenzwinkel  $\varphi$  aus der Beziehung:

$$B = - f_0 \cdot \varphi$$

Setzen wir den Wert für die vordere Brennweite des Auges mit  $f_0 = 15 \text{ mm}$  und die Bildgröße  $B$  mit  $0,004 \dots 0,005 \text{ mm}$  ein, so ergibt sich ein Sehwinkel  $\varphi$  im Bogenmaß:

$$\varphi = \frac{B}{f_0} = \frac{0,004 (0,005)}{15} = 0,000265 \text{ } ^\circ / 0,000335$$

bzw. ein Winkel von  $0,9 \text{ } ^\circ / 1,15$  Winkelminuten, im Mittel also von  $\sim 1'$ .

Alle Gegenstände, deren Bilder einen kleineren Durchmesser als  $0,004 \text{ mm}$  haben, erscheinen also als punktförmig, und eine Breite einer Begrenzungslinie von etwa der gleichen Größenordnung wird als scharf zu betrachten sein.

Da in den Randzonen der Netzhaut der Abstand der Elemente wächst, wird auch für diese Zonen der Grenzwinkel des Auflösungsvermögens größer. Diese Zonen werden aber nur bei dem Sehvorgang mit herangezogen, wenn der Sehwinkel groß ist.

Die oberste Grenze des Sehwinkels, bei dem noch ein genügend scharfes Sehen möglich ist, liegt bei etwa  $15^\circ$ . Der Grenzwinkel des Auflösungsvermögens steigt dabei jedoch bereits für die Randzonen auf  $\varphi \sim 1,5'$ .

Unter Zugrundelegung dieser Werte läßt sich die erforderliche Auflösung eines zeilenweise abgetasteten Fernsehbildes ermitteln.

Bei der Betrachtung eines Fernsehbildes ist von dem Betrachter ein derartiger Abstand vom Bildschirm einzunehmen, daß die einzelnen Zeilen gerade ohne Zwischenraum ineinander übergehen. Dies tritt nach Vorstehendem bei dem Grenzwinkel  $\varphi \approx 1,5'$  ein.

Für einen Raster mit  $z$  Zeilen ergibt sich daraus der Sehwinkel in vertikaler Richtung zu:

$$\alpha \approx z \cdot \varphi = \frac{z}{40} \text{ Grad}$$

Der günstigste Betrachtungsabstand  $\alpha$  bei einer Bildhöhe  $h$  wird damit:

$$\alpha \approx \frac{h}{2 \operatorname{tg} \alpha / 2} = \frac{h}{2 \operatorname{tg} z / 80}$$

Setzt man  $\alpha = 15^\circ$  als größten Sehwinkel ein, so ergibt sich eine günstigste Zeilenzahl

$$z = 40 \cdot \alpha = 600 \text{ Zeilen}$$

Für diese Zeilenzahl ergäbe sich ein günstigster Betrachtungsabstand

$$\alpha = \frac{h}{2 \operatorname{tg} 7,5} = 3,8 h$$

Aus Vorstehendem ist zu ersehen, daß die erstmalig von Rußland, neuerdings aber auch von den westeuropäischen Ländern als Norm gewählte Zeilenzahl von 625 Zeilen durchaus den günstigsten Erfordernissen hinsichtlich der Bildauflösung entspricht. Die bisherigen Zeilenzahlen in England mit 405, Deutschland mit 441, Frankreich mit 455 und USA mit 525 Zeilen lagen noch unterhalb des Optimums. Dagegen erscheinen die vor kurzem in Frankreich aufgenommenen Versuche mit einer Zeilenzahl von 819 Zeilen über das Ziel hinauszuschießen und nur die praktische Verwirklichung zu erschweren.



Bereits das Übergehen von der früheren deutschen Zeilenzahl von 441 Zeilen auf 625 Zeilen bedeutet, daß die Breite des zu übertragenden Fernsehbandes von 2 MHz auf 4 MHz gestiegen ist. Damit ist ein erheblicher Mehraufwand sowohl senderseitig als auch empfangsseitig verbunden.

Bei Anwendung des Zeilensprungverfahrens, bei dem jeweils abwechselnd zwei um eine Zeile gegeneinander versetzte Teilraster mit der halben Zeilenzahl, also mit dem doppelten Zeilenabstand geschrieben werden, ergibt sich durch das damit verbundene Zwischenzeilenflimmern ein etwa um den Faktor 1,5 größerer günstigster Betrachtungsabstand  $\alpha'$ .

Es wird also

$$\alpha' \approx \frac{1,5 h}{2 \operatorname{tg} \alpha / 2} \approx \frac{0,75 h}{\operatorname{tg} z / 80}$$

Für  $z = 625$  ergibt sich ein günstigster Betrachtungsabstand

$$\alpha' = \frac{0,75 h}{\operatorname{tg} 625 / 80} \approx 5,5 h$$

Für eine Bildhöhe von beispielsweise 18 cm, wie sie etwa den üblichen Bildwiedergaberöhren mit Viereckkolben entspräche, wäre demnach ein Betrachtungsabstand von  $\sim 1$  m anzustreben. Dieser Abstand wäre für einen Heimempfänger gerade noch tragbar, sofern die Zuschauerzahl 3...4 Personen nicht überschreitet. Für einen größeren Zuschauerkreis von 8...10 Personen dürfte bereits eine Bildfläche von  $\sim 45 \times 60$  cm erforderlich werden, wobei der günstigste Betrachtungsabstand bei 2,5 m liegen würde. Derartige Geräte werden als Heimprojektions-Empfänger hergestellt.

Mit der Wahl der richtigen Zeilenzahl und des günstigsten Betrachtungsabstandes ist nun keineswegs die Forderung nach genügender Bildschärfe erfüllt. Ein wesentlicher Faktor, die Bildhelligkeit, wurde bisher außer acht gelassen.

Wir hatten bereits festgestellt, daß das größte Auflösungsvermögen und damit die größte Sehschärfe des menschlichen Auges in der Nähe der optischen Achse, im gelben Fleck liegt. Das Auge wird sich also automatisch so ausrichten versuchen, daß das Bild an dieser Stelle der Netzhaut entsteht. Andererseits ist nun gerade diese Zone trotz der großen Dichte der lichtempfindlichen Elemente unempfindlicher als die Randzonen, in denen sich die hochempfindlichen Stäbchen befinden. Ist die Bildhelligkeit und damit der zum Gehirn geleitete Reiz zu gering, so wird das Auge versuchen, sich diesen Verhältnissen durch Vergrößerung der Pupillenöffnung anzupassen.

Mit der Vergrößerung des Pupillendurchmessers ist eine Verschlechterung der Abbildungsgüte der Augenlinse verbunden. Die prozentuale Änderung der Abbildungsgüte in Abhängigkeit vom Pupillendurchmesser zeigt die Abb. 3. Hiernach liegt die größte Schärfe zwischen 2,5 mm und 4,5 mm und fällt mit Überschreiten des Durchmessers von 4,5 mm. Die Ursache liegt in den stärker in Erscheinung tretenden sphärischen und chromatischen Fehlern. Die relative Lichtstärke der Augenlinse ändert sich dabei von etwa 1 : 6 bis herauf zu etwa 1 : 2. Ein Absinken der Sehschärfe bei zu kleinen Pupillendurchmessern ist im wesentlichen durch eine eintretende Blendung zurückzuführen, da die Beleuchtungsstärken bereits Werte von etwa 10 000 Lux überschreiten.

Aus der Abb. 2 ist ersichtlich, daß den Pupillendurchmessern von 2,5...4,5 mm Beleuchtungsstärken von etwa 3000...30 Lux zugeordnet sind. Eine noch ausreichende Sehschärfe ist etwa bis zu einem Pupillendurchmesser von 6 mm, d. h. bis herab zu 0,5 % 1 Lux gewährleistet.

In dem Gebiet von 0,1...10 Lux geht die Empfindlichkeit allmählich von der Dunkel- zu der Hellempfindlichkeit über. Anzustreben wäre also eine Bildhelligkeit von 10 Lux aufwärts, als ausreichend kann noch eine minimalste Helligkeit von etwa 1 Lux angesehen werden.

Direkt von der absoluten Bildhelligkeit abhängig ist die Empfindlichkeit des menschlichen Auges gegenüber Helligkeitsunterschieden benachbarter Bildpartien. Diese Kontrastempfindlichkeit ist ein sehr bedeutsamer Faktor zur Wahrnehmung feinsten Details und bestimmt damit ebenfalls die Bildqualität.

Bestimmt wird die Kontrastempfindlichkeit durch die notwendige Änderung  $\Delta E$  einer Flächenhelligkeit  $E$ , um sie gegenüber ihrer Umgebung unterscheiden zu können. In Abb. 4 ist die Empfindlichkeit  $\frac{\Delta E}{E}$  als Funktion von der Beleuch-

ungsstärke  $E$  in Lux aufgetragen. Daraus ist ersichtlich, daß über einen großen Helligkeitsbereich von etwa 3 bis 300 000 Lux die Kontrastempfindlichkeit mit 2...3% nahezu konstant bleibt. Bei 0,3 Lux ist die Empfindlichkeit bereits auf ~ 0,1 gesunken, um dann mit abnehmender Helligkeit weiterhin sehr schnell zu fallen. Bei größeren Helligkeiten ist diese Kontrastempfindlichkeit unabhängig von der Farbe des Lichtes, und erst von etwa 0,3 Lux an steigt die Empfindlichkeit von Rot nach Blau.

Innerhalb des Helligkeitsbereiches bei der Fernsehbildwiedergabe ist demnach mit einer Kontrastempfindlichkeit von 0,02...0,03 zu rechnen.

Will man sich nun Klarheit über den zu beherrschenden Helligkeitsumfang bei der Bildwiedergabe verschaffen, so muß man von dem Verhältnis der Leuchtdichte in den Lichtern zu der in den Schatten eines Objektes ausgehen. Dieser sogenannte Objektumfang wird als Verhältniszahl im logarithmischen Maßstab angegeben, d. h. ein Objektumfang 2 entspricht einem Helligkeitsverhältnis von 100 : 1. Untersucht man solche Objektumfänge näher, so findet man annähernd folgende Werte:

Offene Landschaft mit Wolken .....	1,6—1,8
Offene Landschaft ohne Wolken .....	0,8—1
Menschlicher Kopf blond .....	1,0
Menschlicher Kopf dunkel .....	2,0
Porträt mit weiß-schwarzer Kleidung .....	2,0—2,5

Um sich eine Vorstellung von dem zu verwirklichenden Kontrastumfang einer Bildwiedergabe machen zu können, sei erwähnt, daß beispielsweise die beste fotografische Aufnahme einen Kontrastumfang von 1 : 100 bzw. von 2 aufweist. Bei Kinofilmen rechnet man ungefähr mit einem Kontrast von 1 : 60 (1,78). Dieser Wert wäre auch bei der Fernseh-Bildwiedergabe anzustreben.

Aus dem Kontrastumfang und der Kontrastempfindlichkeit läßt sich die Anzahl der für das menschliche Auge maximal wahrnehmbaren Helligkeitsabstufungen ermitteln.

Bezeichnen  $E_m$  die max. Bildhelligkeit,  $E_0$  die min. Bildhelligkeit,  $\frac{\Delta E}{E}$  die Kontrastempfindlichkeit und  $n$  die mögliche Stufenzahl, so ergibt sich  $n$  zu:

$$n = \frac{\lg E_m/E_0}{\lg \Delta E/E}$$

Bei  $\frac{E_m}{E_0}$  gleich 60 und  $\frac{\Delta E}{E} \cong 1,02 \dots 1,03$  ergibt eine max. wahrnehmbare Stufenzahl von  $\sim 140 \cdot / \cdot 200$ . Bei einem Kontrastumfang von 1:25 (1,4) beträgt die Stufenzahl immer noch 110...160 und dürfte demnach als durchaus befriedigend für ein Fernsehbild angesehen werden.

Wichtig dabei ist, daß alle Helligkeitswerte unverfälscht wiedergegeben werden. Tritt also auf dem Wege von der senderseitigen Bildabtastung zur empfängerseitigen Bildwiedergabe eine Unterdrückung, Abschneidung oder Verzerrung der jeweiligen Helligkeitswerte auf, so wird die Bildgüte durch fehlende Abstufungen in den Schatten oder Lichtern oder durch eine zu große Härte bzw. Weichheit verschlechtert.

Bei der vorstehenden Betrachtung des erforderlichen Kontrastumfanges wurde vorausgesetzt, daß jegliches Nebenlicht ausgeschaltet ist, d. h. die Betrachtung in einem vollständig abgedunkelten Raum erfolgt. Herrscht in dem Raum eine bestimmte Grundhelligkeit, so wird der Kontrastumfang abnehmen und die Schattenpartien werden verlorengehen.

Bezeichnet  $E_g$  die durch Nebenlicht hervorgerufene Grundhelligkeit, so sinkt der Kontrastumfang auf

$$\frac{E_m + E_g}{E_0 + E_g}$$

Die Gleichung läßt erkennen, daß der Kontrastumfang bereits bei einer Helligkeit des Nebenlichtes gleich der min. Bildhelligkeit  $E_0$  etwa auf die Hälfte gesunken ist.

Die Wahrnehmung der Abstufungen in der Bildhelligkeit wird erst bei den Bildpartien einsetzen, bei denen die Bildhelligkeit den Wert von  $1,02 E_g$  überschreitet.

Es wird daher anzustreben sein, das Nebenlicht so weit herabzusetzen, daß es zumindest in die Größenordnung der minimalsten Bildhelligkeit kommt. Dies kann entweder durch Herabsetzung der gesamten Raumhelligkeit oder durch Abschirmung des Bildschirmes gegen Streulicht erfolgen.

Ein ebenfalls bei der Betrachtung von Fernsehbildern wichtiger Faktor ist die Vermeidung eines Bildflimmerns.

Bekanntlich beruht das Fernsehen ebenso wie die Vorführung von kinematografischen Bildern auf der Tatsache, daß das menschliche Auge nicht in der Lage ist, beliebig schnell Helligkeitsschwankungen zu folgen, sondern auf Grund der Trägheit eine Mittelung vornimmt.

Die Grenzfrequenz, bei der gerade noch Helligkeitsschwankungen wahrgenommen werden, bezeichnet man als kritische Flimmerfrequenz. Oberhalb dieser Frequenz erscheint die Helligkeit praktisch gleichbleibend.

Diese kritische Frequenz ändert sich mit der Helligkeit, und zwar steigt die



kritische Flimmerfrequenz mit größer werdender Beleuchtungsstärke. In Abb. 4 sind diese Zusammenhänge grafisch dargestellt. Hierbei ist als Beleuchtungsstärke die wirkliche Beleuchtungsstärke und nicht die vom Auge empfundene zugrunde gelegt.

Soll ein flimmerfreies Bild erzielt werden, so muß die Bildfrequenz für die größten Helligkeiten in den Lichtern oberhalb der kritischen Flimmerfrequenz liegen.

Nach den vorstehend angestellten Betrachtungen für eine gute Bildqualität hinsichtlich Helligkeit und Kontrastumfang würde beispielsweise bei einer min.

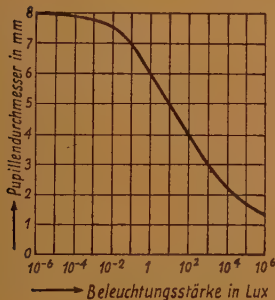


Abb. 1

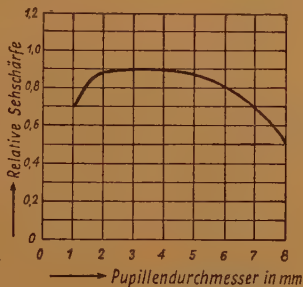


Abb. 2

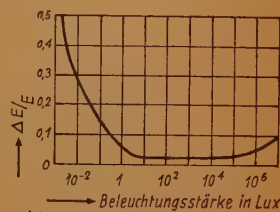


Abb. 3

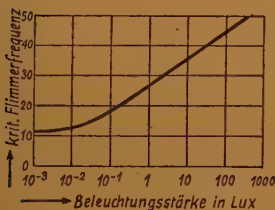


Abb. 4

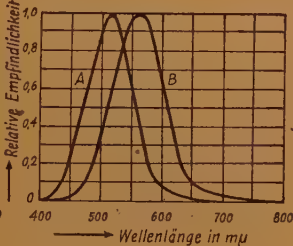


Abb. 5

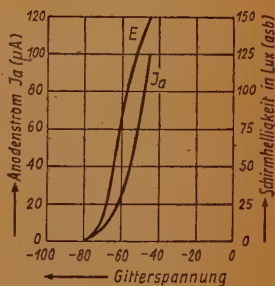


Abb. 6

Helligkeit in den Schatten von  $E_0 = 1$  Lux und einem Kontrastumfang von 1 : 60 die max. Bildhelligkeit bei 60 Lux liegen. Daraus ergäbe sich eine kritische Flimmerfrequenz von über 40 Wechsel/sec. Eine Bildfolge von 25 Bildern/sec, wie sie sich bei der Übertragung von Filmbildern ergeben würde, wäre bei dieser Helligkeit noch keineswegs flimmerfrei. Es ergibt sich so die Notwendigkeit, die scheinbare Bildfrequenz ähnlich wie bei der Kinoprojektion durch mehrteilige Sektorblenden erheblich zu steigern. Eine Lösung wurde beim Fernsehen durch das Zeilensprungverfahren gefunden. Die scheinbare Bildfolge wird dadurch verdoppelt, so daß bei einer Bildfolge von 25/Bildern/sec 50 Teilbilder übertragen werden. Diese Frequenz würde nach der Abb. 4 bis zu einer max. Helligkeit von  $\sim 300$  Lux flimmerfreie Bilder ergeben.

Damit wären die Hauptfaktoren, von denen die Bildqualität eines Fernsehbildes abhängt, in ihrer Wirkung näher untersucht. Es bliebe nur noch die Frage nach dem Einfluß der Wellenlänge des Lichtes offen. Physikalisch ist ein Lichtstrahl durch seine Wellenlänge und seine Intensität definiert, physiologisch ist ein Lichtstrahl durch seine Farbe und seine Helligkeit bestimmt.

Der Farbeindruck wird dadurch vermittelt, daß die Zäpfchen auf der Netzhaut in drei Gruppen unterteilt sind, die jede für sich auf bestimmte Wellenlängen des Lichtes ansprechen.

Diese spektrale Augenempfindlichkeit ist von der absoluten Helligkeit abhängig. Die Abb. 5 zeigt die spektrale Empfindlichkeit des menschlichen Auges in der Kurve A für das Dämmerungssehen und in der Kurve B für Helligkeiten von etwa 10 Lux aufwärts. Die Verschiebung der spektralen Empfindlichkeit bei geringen Helligkeiten zum Blauen hin hängt mit der Verlagerung des Sehens von der achsennahen Zone der Netzhaut zu den Randzonen zusammen. Verbunden damit ist eine allgemeine Abnahme der Farbenempfindlichkeit durch den Übergang vom Zäpfchensehen zum Stäbchensehen. Beim Fernsehen findet diese Tatsache kaum Beachtung, da bei der Wahl der Farbe des Fluoreszenzstoffes für den Leuchtschirm mehr die bildmäßigen Wirkungen als das hervorgerufene Helligkeitsempfinden entscheidend sind. Im allgemeinen werden gelblichweiße oder blauweiße Farben verwendet, wobei das gelb- bzw. rotstichige Fernsehweiß wärmere Bilder liefert als das blaustichige, das besonders in den Lichtern leicht kalkig wirkt.

Fassen wir nochmals die Bedingungen für die Erzielung einwandfreier Fernsehbilder zusammen, so ergeben sich folgende Verhältnisse:

#### 1. Optimale Bildschärfe:

- a) ausreichende Bildauflösung: Zeilenzahl  $z \geq 600$
- b) günstigster Schwinkel: ohne Zeilensprung:  $\alpha = 15^\circ$   
mit Zeilensprung:  $\alpha = 10^\circ$
- c) günstige Pupillendurchmesser: 2,5 ... 4,5 mm  
noch zulässiger Pupillendurchmesser:  $\sim 6$  mm  
damit günstigster Helligkeitsbereich: 30 ... 3000 Lux  
noch zulässige geringste Helligkeit  $\sim 1$  Lux

#### 2. Kontrastumfang:

- a) anzustrebender Kontrastumfang:  $\geq 1:100$  (2)  
noch ausreichender Kontrastumfang: 1: 25 (1,4)
- b) Helligkeitsbereich zur Erzielung größter Kontrastempfindlichkeit: 3: 300 000 Lux
- c) zulässige Nebenbeleuchtung:  $\leq$  min. Bildhelligkeit

#### 3. Flimmerfreiheit:

Bildfrequenz für max. Helligkeiten bis  $\sim 300$  Lux:  $\geq 50$  Hz

Durch Erhöhung der Zeilenzahl auf 625 Zeilen bei 25 Bildern/sec bei Anwendung des Zeilensprungverfahrens sind die Forderungen nach 1a) und 3) als erfüllt zu betrachten. Wie weit die übrigen Forderungen derzeit zu erfüllen sind, sei an der Kennlinie Abb. 6 einer modernen Bildwiedergabe-Röhre mit Viereckkolben untersucht. Die Röhre gestattet eine Bildgröße von  $18 \times 24$  cm. Die Anodenspannung liegt bei 10 ... 12 kV, die Strichbreite bei einem max. Katodenstrom von  $J_k = 100 \mu A$  bei 0,25 mm.

Aus der angegebenen Strichstärke von 0,25 mm und der Bildhöhe von 18 cm = 180 mm ist zu ersehen, daß die Röhre für 625 Zeilen geeignet ist  $\left( \frac{180}{0,25} = 720 \right)$ .

Das Kurvenblatt Abb. 6 zeigt, daß bei dem max. Katodenstrom von  $100 \mu\text{A}$  die Helligkeit 150 Lux beträgt. Der Verlauf der Kurve ist von 150 Lux bis herauf zu  $\sim 10$  Lux als annähernd linear zu betrachten. Für diese Helligkeit wäre die optimale Sehschärfe (nach 1c) gewährleistet. Der Kontrastumfang wäre allerdings dann nur 1 : 15 (1,17), also durchaus nicht befriedigend. Um einen Kontrastempfang von 1 : 25 bzw. 1 : 100 zu erzielen, müßte die Aussteuerung von 6 % 150 Lux bzw. von 1,5 % 150 Lux durchgeführt werden. Damit würde man in den gekrümmten Teil der Kennlinie geraten und das Bild in den Schattenpartien falsch bzw. unvollkommen wiedergeben. Die Feinheiten in den Schatten würden verlorengehen. Um trotzdem zu einer unverzerrten kontrastreichen Bildwiedergabe zu gelangen, ist man gezwungen, den Kennlinienverlauf der Bildröhre scheinbar zu linearisieren, indem man die Verstärkung des Bildkanals im Empfänger amplitudenabhängig gestaltet. Dies geschieht entweder durch Verwendung entsprechend gekrümmter Kennlinien der Verstärkerröhren oder durch zusätzliche Einschaltung von Diodenstrecken. Auf diese Weise lassen sich durchaus Kontraste bis 1 : 100 erreichen. Die dabei auftretende geringste Helligkeit von  $\sim 1,5$  Lux dürfte auch noch die Forderung nach opt. Sehschärfe erfüllen. Die zulässige Nebenbeleuchtung sollte den Wert von 1...2 Lux nicht überschreiten.

Die kritische Flimmerfrequenz würde sich für eine max. Helligkeit von  $\sim 150$  Lux nach Abb. 5 zu  $\sim 45$  Hz ergeben, so daß die scheinbare Bildfrequenz von 50 Hz ausreichende Flimmerfreiheit gewährleistet.

Abschließend kann festgestellt werden, daß die optischen Verhältnisse bei der Bildwiedergabe von Fernsehbildern bei der direkten Betrachtung von Schirmbildern durchaus derartige sind, daß die erzielbare Bildgüte auch höchsten Ansprüchen seitens des Betrachters gerecht werden kann. Wieweit Unvollkommenheiten der elektrischen Einrichtungen diese Bildgüte wesentlich herabsetzen können, sei hier unberücksichtigt.

Wesentlich ungünstiger liegen zurzeit noch die optischen Verhältnisse für die Betrachtung stark optisch vergrößerter Fernsehbilder, wie sie in Heimprojektionsempfängern oder in Fernseh-Kinoanlagen erzeugt werden. Hier lassen sich nur mit großem materiellem Aufwand annähernd zufriedenstellende Resultate erzielen. Auf ein Eingehen auf diese Verhältnisse sei bei vorliegender Betrachtung verzichtet.

\* \* \*

Das Inhalts- und Stichwortverzeichnis des  
3. Jahrganges 1949  
erscheint im Januarheft 1950



# Über den Zusammenhang zwischen Verstärkung und Bandbreite bei einem mehrstufigen Verstärker mit Kreisen gleicher Resonanzfrequenz

(Centre de Recherches des Comp. Gén. de T.S.F., Paris)

## 1. Problemstellung

Wir behandeln hier folgendes Problem: Gegeben eine Vielzahl gleicher Röhren mit der Steilheit  $S$ , der Eingangskapazität  $C_e$  und der Ausgangskapazität  $C_a$  (beide einschl. Schaltungskapazitäten). Die Röhren sind in einem Verstärker in Kaskade geschaltet; als Koppellemente dienen einfache L-C-Sperrkreise. Wir fragen:

a) Welches ist bei vorgegebener Bandbreite  $B_{ges}$  des Verstärkers die maximal erzielbare Verstärkung  $V_{ges1}$ , und wie muß der Verstärker dimensioniert werden, damit dieses Maximum der Verstärkung erzielt wird? Wir fragen damit nach der Stufenzahl  $n_1$ , der Verstärkung  $V_1$  pro Stufe, dem Außenwiderstand  $R_{p1}$  der Stufe und der Bandbreite  $B_1$  der einzelnen Stufe, die die Gesamtverstärkung  $V_{ges}$  zum Maximum  $V_{ges1}$  machen.

b) Welches ist bei vorgegebener geforderter Gesamtverstärkung  $V_{ges}$  die maximal erzielbare Bandbreite  $B_{ges2}$  des Verstärkers? Wir wollen wiederum beim Maximum von  $B_{ges} = B_{ges2}$  die zugehörige Stufenzahl  $n_2$ , die zugehörige Stufenverstärkung  $V_2$ , den Außenwiderstand  $R_{p2}$  und die Stufenbandbreite  $B_2$  ermitteln.

Wir verstehen dabei unter Bandbreite definitionsgemäß den zur Resonanzfrequenz  $\omega_r$  angenähert symmetrischen Frequenzbereich  $2 \Delta \omega$ , an dessen

Grenzen die Spannungsverstärkung auf das  $1/\sqrt{2}$ -fache ihres bei  $\omega = \omega_r$  vorhandenen Maximalwertes abgesunken ist. Bei Anwendung dieser Definition auf die einzelne Stufe sprechen wir von Stufenbandbreite  $B$  und von Stufenverstärkung  $V$  (bei  $\omega = \omega_r$ ), bei Anwendung auf den Gesamtverstärker von Gesamtbandbreite  $B_{ges}$  und Gesamtverstärkung  $V_{ges}$  (bei  $\omega = \omega_r$ ).

Die Beschränkung auf Einzelkreise gleicher Resonanzfrequenz als Koppellemente entfernt sich etwas von den in der Praxis meist vorliegenden Verhältnissen. Man wird bei der Verstärkung breiter Bänder zur Erzielung höherer Stufenverstärkung als Koppellemente meist Bandfilter oder Zwei- bzw. Vierpole mit Entzerrungseigenschaften verwenden oder wird auch die Einzelkreise geeignet gegeneinander verstimmen. Diese letztgenannte Maßnahme (Schiene-mann [1]) stellt, abgesehen vom Kettenverstärker [2], die einzige Schaltung eines Breitbandverstärkers dar, in der  $B_{ges}$  unabhängig von der Stufenzahl  $n$  ist. Trotz dieser Beschränkung auf gleiche Einzelkreise erscheinen uns die folgenden Ausführungen wegen ihrer prinzipiellen Bedeutung interessant.

## 2. Der Zusammenhang von Verstärkung und Bandbreite der einzelnen Stufe

Der Zusammenhang von Verstärkung und Bandbreite der einzelnen Stufe ist bereits Gegenstand einer Vielzahl von Untersuchungen und Veröffentlichungen gewesen (Literatur s. z. B. H. Rothe und W. Kleen [3]). Die folgen-

den Beziehungen sind bekannt; wir leiten sie kurz ab, da sie die notwendige Grundlage für die Untersuchung des mehrstufigen Verstärkers bilden.

Wir betrachten die Verstärkerstufe in Abb. I.  $R_p$  ist der gesamte Parallelwiderstand des Kreises bei  $\omega = \omega_r$ , enthält also, wenn der Innenwiderstand der Röhre nicht beliebig groß ist, auch diesen und ebenfalls den in den Kreis transformierten Gitterwiderstand  $R_p$ . Es gilt für das Verhältnis der Gitterwechselspannungen zweier aufeinanderfolgender Stufen  $n$  und  $n + 1$

$$V = \frac{u_{g\ n+1}}{u_{g\ n}} = S R_p x \frac{1}{\sqrt{1 + [2 \Delta \omega R_p (C_a + x^2 C_o)]^2}}$$

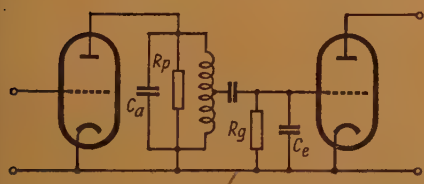


Abb. 1. Stufen-Ersatzbild des untersuchten Verstärkers

mit  $x = \frac{u_{g\ n+1}}{u_{a\ n}}$

Die Bandbreite ist durch

$$B R_p (C_a + x^2 C_o) = 1$$

bestimmt. Dies eingeführt liefert bei  $\omega = \omega_r$

$$V = S \frac{x}{B (C_a + x^2 C_o)}$$

mit dem Maximalwert

$$V = \frac{S}{2 B \sqrt{C_a C_o}} = \frac{S}{B C_p} \quad (1)$$

bei

$$x^2 = \frac{C_a}{C_o}$$

und mit

$$C_p = 2 \sqrt{C_a C_o} \quad (2)$$

Für  $x = 1$ , d. h. volle Ankopplung aufeinander folgender Stufen, gilt gleichfalls Gl. (1), jedoch mit

$$C_p = C_a + C_o \quad (3)$$

Da  $C_a + C_o \geq 2 \sqrt{C_a C_o}$  kann man für  $C_a \neq C_o$  durch Teilankopplung ( $x \neq 1$ ) an Verstärkung gewinnen. Der erforderliche Außenwiderstand ist durch

$$R_p = \frac{1}{B C_p}$$

gegeben.

### 3. Die maximale Verstärkung bei vorgegebener Bandbreite des Verstärkers

Gl. (1) gilt, wie gesagt, für die einzelne Stufe. In praxi sind jedoch nicht Stufenbandbreite und Stufenverstärkung, sondern Gesamtbandbreite und Gesamtverstärkung vorgegeben, bzw. gefordert.

Man sieht aus Gl. (1) sofort, daß eine Gesamtverstärkung  $V_{ges} > 1$  nur zu erzielen ist, wenn

$$A = \frac{S}{B_{ges} C_p} > 1 \quad (4)$$

Verlangen wir eine bestimmte Bandbreite  $B_{ges}$  des Verstärkers, so ist  $A$  nach Gl. (4) bei gegebenen Röhren eine vorgegebene Größe. Wir wollen zeigen, daß, für

jeden Wert von  $A$ ,  $V_{ges}$  nur einen bestimmten Maximalwert erreichen kann. Die relative Resonanzkurve eines Schwungradkreises ist durch

$$f_1(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + (2 \Delta \omega C_p R_p)^2}}$$

gegeben. Bei  $n$  durch Röhren entkoppelten Kreisen hat man folglich einen Frequenzgang der Verstärkung

$$f_n(\omega) = f_1^n(\omega) = \frac{1}{[1 + (2 \Delta \omega C_p R_p)^2]^{n/2}}$$

Bei  $\Delta \omega = B_{ges2}$  soll definitionsgemäß  $f_n(\omega) = \frac{1}{\sqrt{2}}$  sein. Daraus folgt

$$R_p = \frac{1}{B_{ges} C_p} (2^{1/n} - 1)^{1/2}$$

und man erhält für die Gesamtverstärkung

$$V_{ges} = V_1^n = A^n (2^{1/n} - 1)^{n/2} \quad (5)$$

Wir untersuchen  $V_{ges} = f(n)$ , d. h. die Gesamtverstärkung in Abhängigkeit von der Stufenzahl und erhalten dabei Kurven entsprechend Abb. 2, wobei nur Werte für ganzzahlige  $n$  physikalisch Sinn haben.  $V_{ges}$  besitzt ein Maximum  $V_{ges1}$ , das um so höher ist und bei um so größeren Werten von  $n = n_1$  liegt, je größer  $A$ .

Es ergibt sich als Bedingungsgleichung für die Lage des Maximums von  $V_{ges}$  (s. Anhang 1)

$$\ln A = \frac{1}{2} \left[ \frac{\ln 2}{n_1} \frac{2^{1/n_1}}{2^{1/n_1} - 1} - \ln (2^{1/n_1} - 1) \right] \quad (6)$$

In Abb. 3 haben wir  $n_1$  über  $A$  gezeichnet.

Damit ist die Frage nach der maximalen Verstärkung für  $B_{ges} = \text{const}$  im Prinzip beantwortet. Zu jedem vorgegebenen Wert von  $A$  können wir der Abb. 3 die Stufenzahl  $n_1$  entnehmen, die die maximale Verstärkung ergibt. Diesen Wert von  $n_1$  können wir in Gl. (5) einführen und erhalten damit das Maximum  $V_{ges1}$  von  $V_{ges}$ , ferner aus

$$V_1 = (V_{ges1})^{1/n_1}$$

die zugehörige Stufenverstärkung  $V_1$ , aus

$$V_1 = S R_{p1}$$

den erforderlichen Wert  $R_{p1}$  und aus

$$B_1 = \frac{1}{R_{p1} C_p}$$

die zugehörige Bandbreite der einzelnen Stufe. Die sich so ergebenden Werte  $V_{ges1}$  und  $V_1$  sind in Abb. 3 gezeichnet. Analytisch sind die aus Gl. (7) folgenden Beziehungen für diese Werte  $V_{ges1}$ ,  $V_1$ ,  $R_{p1}$  und  $B_1$  zu kompliziert, als daß man praktisch etwas mit ihnen anfangen könnte.

Wir können jedoch ausgehend von Gl. (5) relativ einfache Beziehungen unter der Annahme großer Werte  $n$  entwickeln, und wir werden durch Vergleich mit den ausgezogenen Kurven in Abb. 3 sehen, daß diese Beziehungen mit einer Genauigkeit von einigen Prozent bereits für  $n > 3$  gültig sind



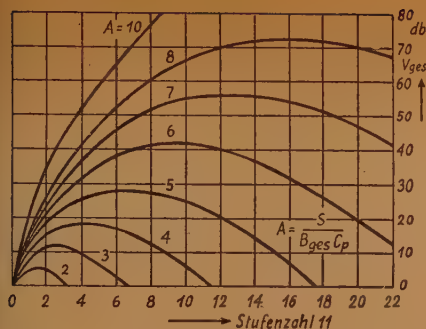


Abb. 2. Gesamtverstärkung in Abhängigkeit von der Stufenzahl  $n$  mit  $A = \frac{S}{B_{\text{ges}} C_p}$  als Parameter

Wir erhalten für  $n \rightarrow \infty$  (s. Anhang 2)

$$V_{\text{ges}} = \sqrt[4]{2} A^n \left( \frac{\ln 2}{n} \right)^{n/2} \quad (7)$$

und für den Fall des Maximums von  $V_{\text{ges}}$

$$n_1 = \frac{\ln 2}{e} A^2 = 0,26 A^2 \quad (8)$$

$$\ln V_{\text{ges}1} = \frac{\ln 2}{2e} A^2 + \frac{1}{4} \ln 2 \cong 0,13 A^2 \quad (9)$$

$$V_1 = \sqrt{e} = 1,65 = \frac{1}{2} \text{ Neper} = 4,35 \text{ db} \quad (10)$$

$$B_1 = \frac{1}{\sqrt{e}} \frac{S}{C_p} \quad (11)$$

$$R_{p1} = \frac{\sqrt{e}}{S} \quad (12)$$

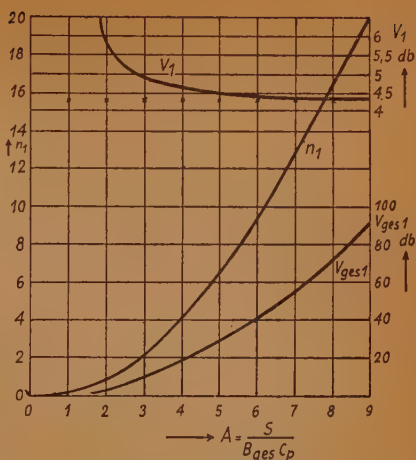


Abb. 3. Maximale Gesamtverstärkung  $V_{\text{ges}1}$ , zugehörige Stufenzahl  $n_1$  und Stufenverstärkung  $V_1$  eines Verstärkers in Abhängigkeit von  $A = \frac{S}{B_{\text{ges}} C_p}$

Unter diesen Beziehungen ist besonders Gl. (10) interessant. Sie sagt aus: Bei vorgegebenen Röhren und vorgegebener Gesamtbandbreite  $B_{\text{ges}}$  wird die maximale Verstärkung erzielt, wenn die Verstärkung pro Stufe einen Wert  $\sqrt{e} = 1,65 = 0,5 \text{ Neper} = 4,35 \text{ db}$  hat. Dies gilt unabhängig vom Wert der geforderten Bandbreite des Verstärkers und gleichfalls unabhängig von Kapazitäten und Steilheit der benutzten Röhre.  $B_{\text{ges}}$ ,  $S$  und  $C_p$  bestimmen lediglich den Wert der maximal erreichbaren Verstärkung.

In Abb. 3 sind  $n_1$ ,  $V_{\text{ges}}$  und  $V_1$  nach Gl. 8 bis 10 neben den aus Gl. (6) folgenden Kurven als Punkte (x) eingetragen. Man sieht durch Vergleich mit den Kurven, wie verschwindend klein für  $n_1 > 3$  der Unterschied ist. Gl. (8) bis (12) können daher praktisch allgemein benutzt werden.

Beispiel: Vorgegeben seien

$$\begin{aligned} S &= 9 \cdot 10^{-3} \text{ A/V} \\ C_a &= 13 \text{ pF} \\ C_a &= 7 \text{ pF} \end{aligned} \left. \vphantom{\begin{aligned} S \\ C_a \\ C_a \end{aligned}} \right\} C_p = 19,1 \text{ pF}$$

$$B_{\text{ges}} = 2 \pi \cdot 12 \text{ MHz}$$

Daraus folgt  $A = 6,25$ .

Wir entnehmen Abb. 3, daß die maximale Verstärkung den Wert  $V_{\text{ges}1} = 44 \text{ db} = 160$  bei  $n_1 = 10$  Stufen hat. Dabei ist  $R_{p1} = 180 \Omega$ ,  $B_1 = 2 \pi \cdot 46 \text{ MHz}$ . Wollen wir lediglich eine Verstärkung von z. B.  $38 \text{ db} = 80$  bei gleicher Bandbreite erzielen, so benötigen wir nach Abb. 2 dazu 5 Stufen, mit einem Außenwiderstand  $R_p = 265 \Omega$ .

Bei Verwendung des Verstärkers als Fernseh- oder Oszillografenverstärker interessiert neben der Bandbreite wesentlich die maximale Phase an den Rändern des Übertragungsbereichs. Diese ist bei  $n$  Stufen durch

$$\pm \varphi_{\text{ges}} = n \arctg 2 \Delta \omega C_p R_p$$

gegeben. Bei  $\Delta \omega = B_{\text{ges}2}$  und für den Fall maximaler Verstärkung mit  $n = n_1$  nach Gl. (8) und  $V = V_1$  nach Gl. (10) erhält man

$$\begin{aligned} \pm \varphi_{\text{ges}1} &= 0,26 A^2 \arctg \frac{\sqrt{e}}{A} \\ &\cong 0,43 A \quad \left. \vphantom{\arctg} \right\} \text{für große} \\ \pm \varphi_{\text{ges}1} &\cong 25 A \quad \left. \vphantom{\arctg} \right\} \text{Werte } A \end{aligned} \quad (13)$$

Diese an der Grenze des Übertragungsbereichs bei Dimensionierung des Verstärkers entsprechend Gl. (8) bis (12) vorhandene Phase zeigt Abb. 4. Man sieht den raschen Anstieg von  $\varphi_{\text{ges}1}$  mit  $A$ , d. h. mit der Stufenzahl.

#### 4. Die maximale Gesamtbandbreite bei vorgegebener Gesamtverstärkung

Wir behandeln nun die in der Einleitung unter b) gestellte Frage, wobei wir unmittelbar von Gl. (7), gültig für große  $n$  ausgehen. Wir schreiben sie in der Form

$$\ln B_{\text{ges}} = \ln \frac{S}{C_p} - \frac{1}{2} \ln n - \frac{1}{n} \left( \ln V_{\text{ges}} - \ln \sqrt[4]{2} \right) + \frac{1}{2} \ln (\ln 2) \quad (14)$$

$\frac{d(\ln B_{\text{ges}})}{dn} = 0$  führt zum Maximum von  $B_{\text{ges}}$  bei

$$n = n_2 = 2 \ln V_{\text{ges}} - \frac{1}{2} \ln 2 \cong 2 \ln V_{\text{ges}} \quad (15)$$

Hieraus folgt für die zugehörige Stufenverstärkung

$$\begin{aligned} \ln V_2 &= \frac{1}{n} \ln V_{\text{ges}} = \frac{1}{2} \\ V_2 &= \sqrt[4]{e} = \frac{1}{2} \text{ Neper} = 4,35 \text{ db} \end{aligned} \quad (16)$$

Es gilt also: Will man bei vorgegebener Gesamtverstärkung in einem L-C-Verstärker mit gleichen Schwungradkreisen als Koppelement die maximale Bandbreite erzielen, so muß man eine Verstärkung pro Stufe von  $1/2$  Neper einstellen. Dies gilt wiederum unabhängig von  $V_{\text{ges}}$ ,  $S$ ,  $C_a$  und  $C_a$ , die lediglich den maximal erreichbaren Wert der Bandbreite des Verstärkers bestimmen.

Aus dieser Bedingung folgt für maximale Gesamtbandbreite  $B_{ges2}$ , die zugehörige Stufenbandbreite  $B_2$  und den Außenwiderstand  $R_{p_2}$

$$B_{ges2} \cong \frac{S}{C_p} \frac{1}{\sqrt{2e \ln V_{ges}}} \quad (18)$$

$$B_2 = \frac{1}{\sqrt{e}} \frac{S}{C_p} \quad (19)$$

$$R_{p_2} = \frac{\sqrt{e}}{S} \quad (20)$$

Nach den Ausführungen in § 3 bedürfen diese Beziehungen keiner Diskussion.

### 5. Schlußbemerkung

Alle Beziehungen gelten unabhängig von der Lage der Resonanzfrequenz  $\omega_r$  und im Grenzfall auch für den Widerstandverstärker ( $\omega_r \rightarrow 0$ ) ohne Entzerrung. Dabei ist  $B$  der Bereich zwischen  $\omega = 0$  und der oberen Grenzfrequenz

$$\left( \Delta V_{ges} / V_{ges} = 1 - \frac{1}{\sqrt{2}} \right) \text{ und } C_p = C_a + C_a$$

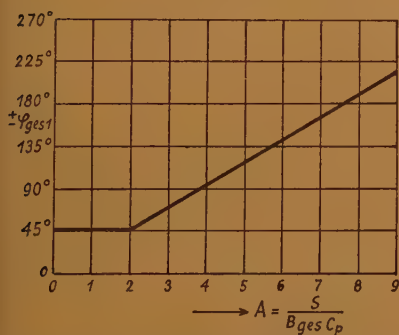


Abb. 4. Phasenwinkel eines Verstärkers bei den Grenzfrequenzen und Dimensionierung entsprechen Abb. 3.

Man kann die gleiche Problemstellung auch behandeln, wenn man die Bandbreite des Verstärkers nicht, wie hier, durch einen relativen Verstärkungsabfall auf  $1/\sqrt{2}$ , sondern durch einen maximalen Phasenwinkel definiert — eine Problemstellung, die in all den Fällen aktuell wird, in denen die Qualität der Übertragung nicht durch den Verstärkungsgang, sondern durch die Änderung der Phasenlaufzeit innerhalb des Übertragungsbereichs bestimmt ist. Ferner ist eine analoge Untersuchung möglich für Verstärker, bei denen zur Glättung der Verstärkung oder der Laufzeit Zwei- oder Vierpole geeigneter

Form als frequenzentzerrende Koppellemente benutzt werden. Auch hier erhält man bei vorgegebener Bandbreite wiederum ein Maximum der Gesamtverstärkung in Abhängigkeit von der Stufenzahl und relativ einfache Beziehungen für die bei maximaler Gesamtverstärkung auftretende Stufenverstärkung.

### Anhang

1. Wir gehen aus von Gl. (5)

$$V_{ges} = A^n (2^{1/n} - 1)^{n/2} \quad (5)$$

Wir setzen

$$2^{1/n} = e^x = e^{\frac{\ln 2}{n}}$$



Damit wird

$$\ln V_{ges} = n \ln A + \frac{n}{2} \ln \left( e^{\frac{\ln 2}{n}} - 1 \right)$$

$\frac{d(\ln V_{ges})}{dn} = 0$  ergibt als Bedingungsgleichung für die Lage des Maximums von  $V_{ges}$

$$\ln A + \frac{1}{2} \ln \left( e^{\frac{\ln 2}{n}} - 1 \right) - \frac{1}{2} \frac{\ln 2}{n} \frac{e^{\frac{\ln 2}{n}}}{e^{\frac{\ln 2}{n}} - 1} = 0$$

also

$$\ln A = \frac{1}{2} \left[ \frac{\ln 2}{n_1} \frac{2^{1/n_1}}{2^{1/n_1} - 1} - \ln (2^{1/n_1} - 1) \right] \quad (6)$$

und somit Gl. (6).

2. Wir gehen zur Ermittlung asymptotischer Beziehungen wiederum aus von Gl. (5)

$$V_{ges} = A^n (e^y - 1)^{n/2} \text{ mit } y = \frac{\ln 2}{n}$$

Die Reihenentwicklung ergibt

$$V_{ges} A^n y^{n/2} \left[ 1 + \frac{y}{2} + \dots \right]^{n/2} = A^n \left( \frac{\ln 2}{n} \right)^{n/2} \left[ 1 + \frac{1}{2} \frac{\ln 2}{n} \right]^{\frac{2n}{\ln 2} \cdot \frac{\ln 2}{4}}$$

Nun gilt für  $x \rightarrow \infty$

$$\left( 1 + \frac{1}{x} \right)^x = e$$

und mit  $x = \frac{2n}{\ln 2}$

$$V_{ges} = A^n \left( \frac{\ln 2}{n} \right)^{n/2} e^{\frac{\ln 2}{4}} = \sqrt[4]{2} A^n \left( \frac{\ln 2}{n} \right)^{n/2}$$

$$\ln V_{ges} = n \ln A + \frac{n}{2} \ln (\ln 2) - \frac{n}{2} \ln n + \frac{1}{4} \ln 2 \quad (7)$$

Dies ist Gl. (7). Aus  $\frac{d(\ln V_{ges})}{dn} = 0$  ergibt sich die Stufenzahl bei maximaler Verstärkung

$$\ln n_1 = \ln A^2 + \ln (\ln 2) - \ln e$$

$$n_1 = \frac{\ln 2}{e} A^2 \quad (8)$$

Gl. (8) in Gl. (7) eingeführt liefert

$$\ln V_{ges1} = \frac{1}{4} \ln 2 + \frac{\ln 2}{2e} A^2 = 0,13 A^2 \quad (9)$$

Da

$$\ln V_1 = \frac{1}{n_1} \ln V_{ges1}$$

folgt aus (8) und (9) für die Stufenverstärkung beim Maximum für große Werte

$$\ln V_1 = \frac{1}{2}, V_1 = \sqrt{e} \quad (10)$$

Gl. (11) und (12) ergeben sich hieraus zwangsläufig.

#### Literatur

- [1] R. Schienemann, Trägerfrequenzverstärker großer Bandbreite mit gegeneinander verstimmtten Einzelkreisen. T. F. T. 27 (1939) S. 1/7.
- [2] E. L. Ginzton, W. R. Hewlett, J. H. Jasberg u. J. D. Noe, Distributed amplification. Proc. J. R. E. 36 (1948), S. 956/969, s. a. Elektrotechnik 2 (1948), S. 341/342 u. FUNK UND TON Bd. 3 (1949), S. 291/301.
- [3] H. Rothe u. W. Kleen, Elektronenröhren als Anfangsstufenverstärker, 2. Aufl. 1944 u. 1948, S. 201/202.

Ing. G. GRÜBEL

DK 621.396.615.1.018.1.062:621.392.1

## Zwei einfache Summe-Differenzschaltungen

Unter der Bezeichnung „Summe-Differenzschaltung“ sei eine Schaltung verstanden, vermittels derer zwei gegeneinander phasenverschobene Spannungen gleicher Amplitude in zwei Spannungen mit konstanter Phasenlage, aber verschiedener Amplitude umgewandelt werden können.

Als erste Schaltung dieser Art, die mit geringem Aufwand den genannten Zweck erfüllt, seien zwei Übertrager angegeben, die gem. Abb. 1 geschaltet werden. Hierbei sind die verwendeten Übertrager in bezug auf ihre Wicklungen und Übersetzungsverhältnisse einander gleich, die Spannungen  $U_1$  und  $U_2$  stellen amplitudengleiche, gegeneinander phasenverschobene Spannungen dar. Sie werden den in je zwei einander gleiche Wicklungen unterteilten Primärseiten der Übertrager so zugeführt, daß die eine Hälfte von  $U_1$  dem Übertrager I, die andere Hälfte dem Übertrager II zugeteilt ist, ebenso wird mit  $U_2$  verfahren. Dabei ist die Schaltung der einzelnen Wicklungen derart vorzunehmen, daß die beiden Hälften von  $U_1$  und  $U_2$  im ersten Übertrager in gleichem Sinne, im zweiten Übertrager in entgegengesetztem Sinne zueinander verlaufen. (Siehe Bezugspfeile in der Abb. 1.) An den Sekundärwicklungen werden somit die jeweiligen Summen bzw. Differenzen von  $U_1$  und  $U_2$  wirksam. Die Bildung der Summe bzw. Differenz erfolgt unter Beachtung des zwischen  $U_1$  und  $U_2$  gerade herrschenden Phasenwinkels  $\alpha$  selbstredend geometrisch. Über die Phasen- und Amplitudenverhältnisse gibt am deutlichsten das entsprechende Vektordiagramm Auskunft (Abb. 2...5).

Am Übertrager I sind die Hälften von  $U_1$  und  $U_2$  gegenläufig und setzen sich daher entsprechend dem Phasenwinkel  $\alpha$  zusammen gem. Abb. 2. Als resultierende Spannung ergibt sich demnach  $u_1$ , welche dann unter Berücksichtigung des Übersetzungsverhältnisses  $\ddot{u}$  die Sekundärspannung  $u_1 \cdot \ddot{u}$  ergibt.

Am Übertrager II sind die Hälften von  $U_1$  und  $U_2$  gleichsinnig gerichtet, so daß ihre Zusammensetzung wiederum unter Beachtung des gerade herrschenden Phasenwinkels  $\alpha$  erfolgt gem. Abb. 3. Hierbei entsteht die Resultierende  $u_2$ , welche dann in gleicher Weise entsprechend dem Übersetzungsverhältnis die Sekundärspannung  $u_2 \cdot \ddot{u}$  ergibt.

Setzt man nun die beiden Diagramme Abb. 2 und 3 zusammen, so erhält man ein Bild gem. Abb. 4, aus welchem ersichtlich ist, daß die resultierenden Spannungen  $u_1$  und  $u_2$  einen Winkel von 90 Grad zueinander haben und von verschiedener Amplitude sind. Wie leicht einzusehen ist, bleibt dieser Winkel von 90 Grad stets erhalten, auch wenn sich der Phasenwinkel der Eingangsspannungen ändert. Es ändert sich dann lediglich die Amplitude der Resultierenden entsprechend dem Phasenwinkel  $\alpha$ . Das Diagramm zeigt die Abb. 5.

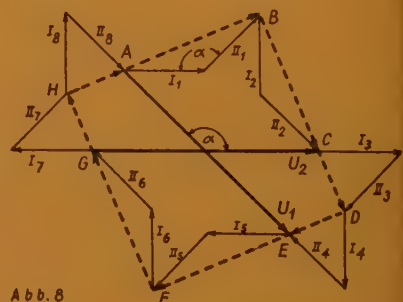
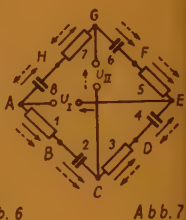
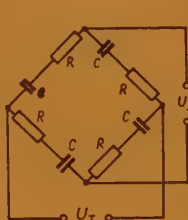
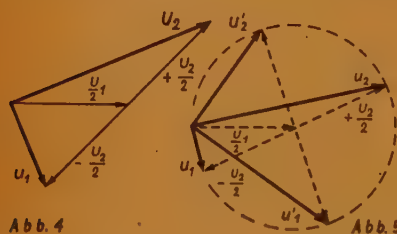
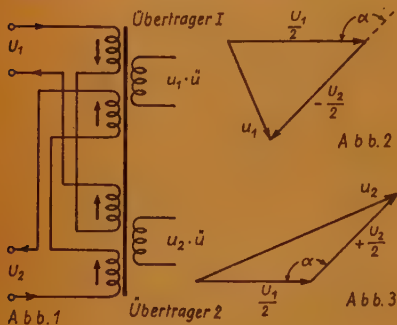


Abb. 1 bis 8

Man kann also durch Auswertung der Amplituden von  $u_1$  und  $u_2$  den Phasenwinkel  $\alpha$  der Eingangsspannungen definieren.

Als zweite Schaltung sei eine Anordnung gem. Abb. 6 gezeigt. Hier wird die Umwandlung der Phasendifferenz in Amplitudenunterschiede durch eine Brückenschaltung von Widerständen und Kondensatoren erreicht. Bei den zur Verwendung gelangenden Kondensatoren wird vorausgesetzt, daß ihr reeller Anteil gegenüber dem Impedanzwert vernachlässigbar klein ist. Ferner sind die Schaltelemente so zu bemessen, daß für die Frequenz der angelegten Spannungen  $U_1$  und  $U_2$  ihre Widerstände einander gleich sind. Es gilt also die Beziehung

$$\frac{1}{\omega C} = R.$$

Zur Veranschaulichung der Amplituden- und Phasenverhältnisse sei für diese Anordnung wiederum das Vektorendiagramm angegeben. Zu diesem Zweck werden den einzelnen Schaltelementen die Richtungspfeile der angelegten Spannungen beigeordnet gem. Abb. 7. Es wird nun ersichtlich, daß an einem Teil der Widerstände und Kondensatoren die jeweiligen Teilspannungen in gleichem Sinne, an dem anderen Teil jedoch gegensinnig zueinander verlaufen. Unter Beachtung dieses Umstandes und des gerade herrschenden Phasenwinkels



zwischen  $U_1$  und  $U_2$  werden die einzelnen Teilspannungen in sinngemäßer Reihenfolge zusammengesetzt und ergeben ein Diagramm gemäß Abb. 8.

(Man fängt z. B. bei Punkt A der Schaltung an und wählt als R-Richtung für  $U_1$  die Waagrechte. Als erstes trägt man die an dem Schaltelement 1 liegende Teilspannung von  $U_1$  auf. Zu dieser wird geometrisch unter Beachtung des Winkels  $\alpha$  die Teilspannung von  $U_2$  addiert. Die Resultierende ist die Spannung zwischen den Punkten A und B der Schaltung. Daran anschließend trägt man

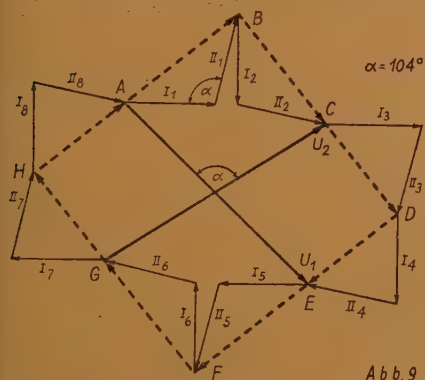


Abb. 9

die am Schaltelement 2 liegende Teilspannung von  $U_1$  an, die gegenüber der gewählten R-Richtung um 90 Grad nacheilt [Kondensatorspannung]. Dazu wird wieder die Teilspannung von  $U_2$  geometrisch addiert, diese eilt der R-Richtung von  $U_2$  ebenfalls um 90 Grad nach. Die Resultierende ergibt die Spannung zwischen den Punkten B und C der Schaltung. Verbindet man nun die Punkte A und C im Vektorbild miteinander, so erhält man damit die Spannung, welche an den Punkten A und C der Schaltung liegt. In der gleichen Weise fügt man unter Beibehaltung des gewählten Zählsinnes alle

Teilspannungen geometrisch unter Beachtung des Phasenwinkels  $\alpha$  und ihrer gegenseitigen 90-Grad-Verschiebung sowie ihrer Richtungen aneinander, bis man das gesamte Vektorendiagramm erhält. Die in der Schaltung angenommenen Punkte A—H werden auch in das Vektorbild sinngemäß eingetragen, so daß man dann sofort die Verhältnisse zwischen den einzelnen Punkten herauslesen kann.) Abb. 9 zeigt das Bild für einen anderen Phasenwinkel  $\alpha$ .

Aus diesem Diagramm läßt sich ersehen, daß zwischen einzelnen Teilspannungen auch bei Änderung des Winkels  $\alpha$  ein konstanter Phasenwinkel bestehen bleibt, sich jedoch die Amplitude der betreffenden Spannungen in Abhängigkeit von  $\alpha$  ändert. Aus dem Diagramm geht hervor, daß die Abnahme von phasenkonstanten, amplitudenverschiedenen Spannungen an mehreren Punkten der Schaltung möglich ist. Je nach Bedarf wird man also diese Spannungen  $u_1$  und  $u_2$  z. B. zwischen A—B und A—H entnehmen, oder auch zwischen C—B und C—D, oder auch B—C und G—H oder ähnliche. Damit ist gezeigt, daß mit dieser wenig Aufwand erfordernden Anordnung eine einwandfreie Umwandlung von Phasendifferenzen in Amplitudenunterschiede möglich ist.

Zum Vergleich der beiden angeführten Schaltungsmöglichkeiten wäre zu sagen, daß die Anordnung I mit Übertragern den Vorteil hat, nicht nur für eine ganz bestimmte Frequenz, sondern je nach Art der Übertrager für ein breiteres Frequenzband geeignet zu sein. Andererseits dürfte gerade durch die Übertrager eine Grenze sowohl nach unten als auch nach höheren Frequenzen hin gegeben sein. Anordnung II ist nur für die festgelegte Frequenz zu verwenden infolge der Grundbedingung  $\frac{1}{\omega C} = R$ . Sie hat jedoch den Vorteil, daß durch Wegfall von

Übertragern eine Anwendung auch bei hohen Frequenzen möglich ist. Je nach Verwendungszweck wird der ersten oder der zweiten Anordnung der Vorzug zu geben sein.

# Der innere Widerstand und die Elektrolyte der galvanischen Elemente

(Fortsetzung aus FUNK UND TON Bd. 3 (1949), H. 9/10, S. 524)

$\text{MnCl}_2$  wird häufig hochkonzentrierten Chloridlösungen zugesetzt (z. B. den  $\text{MgCl}_2$ -Elektrolyten von über  $28^\circ$  Bé), um das gelegentlich durch hochaktiven Braunstein aus solchen Flüssigkeiten entwickelte Chlor aufzunehmen.  $\text{MnCl}_2$  wirkt ähnlich wie  $\text{ZnCl}_2$  acidifizierend auf den Katolyten nach



Eigenartige Verhältnisse ergeben sich auch, wenn die Depolarisationsmischung mit konzentrierten  $\text{MnCl}_2$ -Lösungen angefeuchtet und die daraus hergestellte Puppe mit ebensolcher Lösung getränkt wird. Es tritt dann unter gegebenen Umständen, d. h. bei reichlichem Luftzutritt zur Puppe eine Autoxydation des  $\text{Mn(II)}$ -Salzes zu höherwertigen Manganoxhydrodraten ein, welche u. U. depolarisierend wirken. Dieser Reaktionsverlauf ist jedoch bisher nicht unbedingt zuverlässig geblieben und in der Literatur findet sich bisher nichts darüber gesagt.

$\text{MnCl}_2$  ist in verhältnismäßig kleinen Mengen im Elektrolyten aller braunsteinhaltigen Zellen enthalten als Folge des Gleichgewichts:  $\text{MnO}_2 + \text{H}_2\text{O} \rightleftharpoons (\text{HMnO}_2)^+ + \text{OH}^-$  und der Reduktion der hochwertigen Manganionen zu  $\text{Mn}^{++}$  an der Zinkelektrode.

Den Batterieelektrolyten werden im allgemeinen Quecksilbersalze zur Amalgamation der Zinkelektrode beigefügt. Drotschmann [24] berichtet über Versuche mit Zusätzen von 0,2, 0,4, 0,8 und 1%  $\text{HgCl}_2$ , bezogen auf die für den Elektrolyten verwendete Wassermenge. Unterschiede in der Batterieleistung und der Lagerfähigkeit haben sich dabei nicht ergeben. Allgemein hat sich wohl ein Zusatz von 0,4%  $\text{HgCl}_2$  (bezogen auf die Wassermenge) eingeführt. Neben Sublimat ( $\text{HgCl}_2$ ) wird zuweilen auch Quecksilbercyanid  $\text{Hg(CN)}_2$  als Amalgamationsmittel verwendet.

Da es bei der Amalgamation nur auf den Quecksilbergehalt ankommt, so ist bei Umstellungen von dem einen auf das andere Salz der verschiedene Quecksilbergehalt zu berücksichtigen. Es enthalten:

$\text{HgCl}_2$ .....	74% Hg
$\text{Hg(CN)}_2$ .....	80% Hg.

Beide Salze sind stark giftig; ein Unterschied im Verhalten in galvanischen Elementen ist bisher nicht bekanntgeworden.

Der Zusatz und die vollständige Auflösung der Quecksilbersalze muß auf jeden Fall erfolgen, ehe das Mehl dem Elektrolyten beigefügt wird.

Obleich die übliche Amalgamierung auf dem Wege über den Elektrolyten praktisch qualitativ ausreicht, sollten nach dem USA.-P. 1824626 die Zinkbecher — bevor sie mit dem Batterieelektrolyten in Berührung kommen — mit einer richtig eingestellten Sublimatlösung angefüllt werden. Man läßt diese

Lösung so lange auf das Zink einwirken, bis sich das Quecksilber quantitativ am Zink niedergeschlagen hat, so daß die einmal gebrauchte Flüssigkeit fortgegossen werden kann. Für Zellen der Type J (deutsche Normen) verwendet man je Zinkbecher 0,01 g Sublimat ( $\text{HgCl}_2$ ). Für andere Zellentypen wird die Konzentration der Lösung so eingestellt, daß die gewünschte Menge Sublimat beim Anfüllen des Zinkbeckers zur Reaktion kommt. Es vergehen mehrere Stunden bis zur vollkommenen Niederschlagung des Quecksilbers am Zink. Die Lösung kann neutral oder auch mit Salzsäure schwach angesäuert verwendet werden.

Ein Ersatz des Quecksilbers durch chromsaure Salze (USA.-P. 1331887) allein ist nicht wirksam. Nach dem USA.-P. 1839498 werden dem Elektrolyten sowohl Quecksilbersalze wie auch chromsaure Salze zugesetzt. Das Zink bleibt vollkommen hell und metallisch glänzend. Die Selbstentladung würde verringert. Geeignete Konzentrationen sind zum Beispiel:

$$\text{Hg} = 0,00004 \text{ bis } 0,006 \text{ g je cm}^2$$

und  $\text{CrO}_3 = 0,00004 \text{ bis } 0,002 \text{ g je cm}^2$

zu schützender Zinkoberfläche.

Das Verfahren wurde in einem Versuch von dem Verfasser experimentell nachgeprüft. Während die Angaben über das Hellbleiben der Zinkoberfläche während der Entladung bestätigt gefunden wurden, konnten andererseits meßbare Vorteile weder bei der Taschenlampen-Entladung noch bei der aussetzenden Anodenbatterie-Entladung festgestellt werden. Immerhin soll dieser eine Versuch keineswegs die Möglichkeit abstreiten, daß durch geeignete Konzentrationsänderungen und bei bestimmten Zinksorten mit dem Verfahren Vorteile zu erzielen sein können.

Ameisensaure Salze, insbesondere ameisen-saures Natrium werden als Zusatz zum Elektrolyten empfohlen, wenn die Elemente aufladbar gestaltet werden sollen. Dem gleichen Zweck dienen Zusätze von Jodiden und Bromiden.

An einer frischen, noch nicht angeätzten und amalgamierten Zinkfläche ist der Angriff durch normale und richtig zusammengesetzte Elektrolyte gering. Erst wenn eine gewisse Korrosion des Zinks durch die normale Entladung der Zelle oder durch fehlerhaften Zusammenbau eingeleitet worden ist, beschleunigt sich die Korrosionsgeschwindigkeit. Infolgedessen wirken längere Ruhepausen zwischen einzelnen Entladungen auf die Gesamtkapazität der Zelle ungünstig, weil dann auch im Ruhezustand des Elements die Korrosion des Zinks fortschreitet. Wenn demnach auch die Lagerfähigkeit richtig aufgebauter, ungebrauchter Zellen mehrere Jahre beträgt, ist bei einmal eingeleitetem Gebrauch der Zelle eine wesentliche Verkürzung der Lagerfestigkeit die Folge. In dieser Beziehung sind die Elektrolyte auf der Basis von Magnesiumchlorid den Salmiak-elektrolyten überlegen.

Der Angriff von Chlormagnesiumlösung auf das Zink ist verhältnismäßig gering. Der verringerte Angriff des Magnesiumchloridelektrolyten auf das Zink ist naturgemäß nur in den Entladepausen zu beobachten, der Zinkverbrauch während der Stromentnahme gehorcht ebenso dem Faradayschen Gesetz, wie bei allen Elektrolyten. Ebenfalls werden bei fehlerhaften Elementen und Isolationsmängeln (z. B. entlang dem Rand von Bodensternen) auch bei Magnesium-elektrolyten abnorm starke Korrosionserscheinungen beobachtet.



Das bessere Korrosionsverhalten des Zinks in  $\text{MgCl}_2$ -Elektrolyten ist darauf zurückzuführen, daß sich hier während der Ruhepausen zwischen den Entladungen wirksame Schutzschichten ausbilden. Diese verschwinden nach Einschalten des Stromes über eine äußere Belastung. Zwar entstehen solche Schichten auch bei Salmiak elektrolyten, nur sind sie bei diesen weniger stark ausgeprägt und daher nicht so (zinkschützend) wirksam.

Die Schutzschichten lassen sich durch Messung des inneren Widerstandes der Zellen nachweisen. Der  $w_i$  des Elementes sinkt in den ersten Sekunden nach Stromschluß auf einen Minimalwert ab bis zu dem Zeitpunkt, an dem sich die Schutzschicht aufgelöst hat. Darnach steigt der innere Widerstand der Zelle allmählich mit fortschreitender Entladung an.

Die Schutzschichtbildung am Zink ist — wie gesagt — in Magnesiumchlorid elektrolyten wesentlich stärker ausgeprägt, als in Ammoniumchlorid elektrolyten. Um die Schutzwirkung in Salmiaklösungen zu verstärken, hat man versucht, die innere Oberfläche des Zinkbechers mit lackartigen Überzügen aus Polyvinylacetat (USA.-P. 2231319, 1936/41) zu überziehen. Da sich nach den Angaben der Patentschrift die Schicht während des ersten Stromschlusses auflösen soll, wurde auch das — technologisch wohl kaum durchführbare — Verfahren nach USA.-P. 2231320 (1940/41) vorgeschlagen, nach welchem mehrere Zinkschichten übereinander mit Zwischenlagen von Polyvinylacetatüberzügen anzuwenden sind.

Bei Anwesenheit von Nitraten und Nitriten im Elektrolyten entstehen ebenfalls elektrochemisch wirksame Abdeckungen der Zinkoberfläche, die sich aber batteriemäßig bisher nicht ausnutzen ließen. Drotschmann [25] schlug vor, dem Elektrolyten solche Stoffe zuzusetzen, die sich auf Zink wie die Sparbeizen auf Eisen verhalten. Hierfür kämen nach Hertelendi [26] u. a. Nikotinsäure ( $\beta$ -Pyridincarbonsäure) in Frage.

Wie oben dargestellt wurde, reagieren wässrige Lösungen von  $\text{NH}_4\text{Cl}$  oder von  $\text{NH}_4\text{Cl}/\text{ZnCl}_2$  sauer. Der  $P_H$ -Wert des Anolyten eines ungebrauchten Brausteinelementes liegt bei  $P_H \sim 4,9 (\pm 0,3)$ . (Vgl. hierzu im einzelnen die in den Tabellen 5 und 6 gegebenen  $P_H$ -Werte verschiedener Kompositionen im System  $\text{H}_2\text{O}/\text{NH}_4\text{Cl}/\text{ZnCl}_2/\text{ZnO}/\text{NH}_3$ .)

Es ist zuweilen befürwortet worden, den Elektrolyten mit  $\text{Ca}(\text{OH})_2$ ,  $\text{ZnO}$  oder  $\text{NH}_3$  zu neutralisieren<sup>7)</sup>.

Schon frühzeitig hatte Drotschmann [27] nachgewiesen, daß sich der  $P_H$ -Wert des Anolyten in einem Element, welches in getrennte Kammern für die Katode und die Anode mit dazwischenliegendem Diaphragma aufgeteilt war, stets auf einen  $P_H$ -Wert von 4,5 bis 5,2 einstellt, gleichgültig, ob der Elektrolyt vorher künstlich angesäuert oder neutralisiert worden war. Nach Wickert [28] läßt sich diese  $P_H$ -Konstanz folgendermaßen formulieren:



<sup>7)</sup> Die Elektrolytlösung soll — nach gewissen Vorschriften — je 100 ml mit Kongorot als Indikator nach Zusatz von 28 bis 30 ml 1-n HCl Farbumschlag zeigen. Nicht neutralisierter Elektrolyt verbraucht hierfür nur 2 bis 3 ml der HCl.

In dem Augenblick, in dem sich die gesamte nach Gl. IV entstehende Säure mit dem Me umsetzt, vermag der  $P_H$ -Wert nicht weiter zu fallen, da dann verläuft:



Wickert hatte „Eisen“ als korrodierendes Metall verwendet und dabei festgestellt, daß sich in der Nähe der Metalloberfläche  $P_H$ -Konstanz des sauerstoffhaltigen Elektrolyten einstellte, und zwar in

dest. Wasser:  $P_H = 9,35$  (auch in NaCl-Lsg. ein ähnlicher alkalischer Wert)  
 $n/10$  oder  $n/1$   $ZnCl_2$  oder  $MgCl_2$  ein saurer Wert (z. B. in  $n/10$   $ZnCl_2$   $P_H = 5,77$ ).

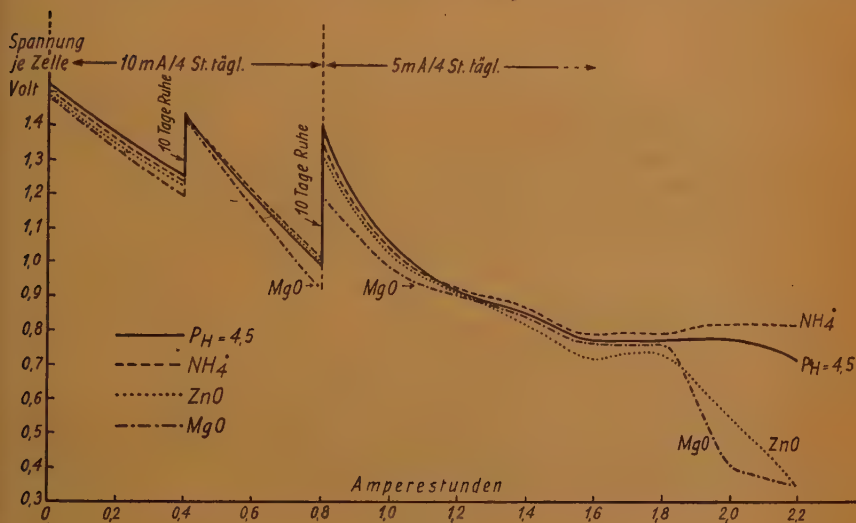


Abb. 15

Um die Frage, in welcher Weise eine exakte Neutralisation des Elektrolyten die Eigenschaften des Trockenelements beeinflusst, einwandfrei zu klären, setzte Drotschmann [29] eine größere Versuchsreihe von Braunsteinzellen Type D mit  $NH_4Cl$ -Elektrolyten an. Der Grundelektrolyt hatte folgende Zusammensetzung:



und hatte einen  $P_H$ -Wert von 4,5. Zur Neutralisation auf jeweils  $P_H$  6,5 dienten  $NH_4OH$ ,  $CaO$ ,  $ZnO$  und  $MgO$ , so daß — zusammen mit dem  $P_H$  4,5-Elektrolyten fünf verschiedene Versuchsreihen geprüft wurden. Sämtliche Batterien wurden in Reihe geschaltet und 10 Tage lang mit 10 mA konst. Stromstärke täglich 4 Stunden entladen; sodann wurde eine Ruhepause von 10 Tagen eingeschaltet; dann folgte eine weitere 10-Tage-Periode mit 10 mA/4 Stunden täglich. Erneut wurden die Batterien 10 Tage lang in Ruhe gelassen und dann mit 5 mA konstanter Stromstärke, täglich 4 Stunden bis zu einer Gesamtkapazitätsabgabe von 2,2 Ah entladen, so daß sich die Batterien insgesamt 120 Tage im Prüffeld befunden hatten. Die erhaltenen Spannungs-Zeit-

Kurven gehen aus der Abb. 15 hervor. Als wichtiges Resultat ist folgendes festzuhalten:

1. Nur ein  $\text{NH}_4\text{OH}$ -Zusatz wirkt sich auf die (End-) Kapazität günstig aus. Alle anderen Zusätze verschlechtern die Entladekurve.

2. Bis 2,2 Ah waren Perforationen der Zinkbecher in keinem Falle zu beobachten gewesen.

3. Durch Öffnung der Zellen und Untersuchung der Oberflächenbeschaffenheit des Zinks ergab sich der „nicht neutralisierte“ Elektrolyt als der qualitativ beste. Ihm praktisch gleich verhielten sich der  $\text{NH}_4\text{OH}$ - und der  $\text{MgO}$ -neutralisierte Elektrolyt bezüglich der Gleichmäßigkeit des Angriffs auf die Zinkoberfläche. Schlechter sahen die Zinke mit dem  $\text{CaO}$ -neutralisierten, und am wenigsten gut die mit dem  $\text{ZnO}$ -Elektrolyten aus. Offenbar hat hier die verstärkte Kristallbildung in der Elektrolytpaste den ungleichmäßigen Zinkangriff begünstigt.

4. Die voluminöse Beschaffenheit des  $\text{Mg}(\text{OH})_2$  wirkte sich auch bei diesen Versuchen schädigend auf die Kapazität der Zellen mit  $\text{MgO}$ -haltigem Elektrolyt aus. Aus diesem Grunde lassen sich auch reine Magnesiumchloridelektrolyte mit den üblichen Braunsteinen allein nicht verarbeiten, es sind vielmehr hohe Zusätze an höchstaktivem Kunstbraunstein in der Depolarisationsmischung nötig, um einen ausreichenden Depolarisationseffekt zu erzielen.

Magnesiumchloridelektrolyte haben den Salmiaklösungen gegenüber drei klare Vorzüge, das sind

1. die durch  $\text{MgCl}_2$  am Zink stark ausgeprägte Schutzschichtbildung (über welche oben ausführlich berichtet wurde);

2. die Nichtflüchtigkeit des Kations  $\text{Mg}^+$  gegenüber dem flüchtigen  $\text{NH}_4^+$  bzw.  $\text{NH}_3$ . Diese Tatsache erlaubt,  $\text{MgCl}_2$ -Zellen ohne Selbstentladungsgefahr offen zu lassen, d. h. ohne den sonst nötigen gas- und druckfesten Verguß einzubauen, und ist einer der Faktoren für die große bekannte Lagerfähigkeit dieser Batterien. Da außerdem die  $\text{MgCl}_2$ -Lösungen in sehr hoher Konzentration (28 bis 31° Bé) verwendet werden, ist bei der Hygroskopizität des  $\text{MgCl}_2$  die Geschwindigkeit der physikalischen Austrocknung solcher Pasten gering. Infolgedessen neigen auch solche Lösungen nicht zum „Kriechen“ — wie die  $\text{NH}_4\text{Cl}$ -Elektrolyte —, so daß Zuschläge von  $\text{ZnCl}_2$ , welche ein solches „Kriechen“ verhindern, hier nicht erforderlich sind und höchstens deswegen angewendet werden, um die Verdickung des Mehles besser herbeizuführen. Weitere Zusätze von Erdalkalichloriden und Salzen der Eisengruppe werden in der Patentliteratur erwähnt, ohne indes in der Praxis angewendet worden zu sein. Hingegen muß auch der Magnesiumelektrolyt einen Zusatz von  $\text{HgCl}_2$  zum Amalgamieren des Zinks erhalten;

3. Magnesiumchloridelektrolyte besitzen eine wesentlich größere Kältebeständigkeit als  $\text{NH}_4\text{Cl}$ -Elektrolyte (ohne  $\text{LiCl}$ -Zusatz).

Diesen Vorteilen des  $\text{MgCl}_2$ -Verfahrens, die früher stark überschätzt wurden (vgl. z. B. Radiohändler 1928, Hefte 12 und 22), stehen auch schwerwiegende Nachteile gegenüber.

Der oben erwähnte große Hundertsatz höchstaktiven Kunstbraunsteins in der Depolarisationsmischung, ohne den der  $\text{MgCl}_2$ -Elektrolyt höchst unwirksam ist, erhöht die Gefahr einer Chlorbildung aus der hochkonzentrierten Salzlösung. Als Gegenmittel und gleichzeitig zur Säuerung des Katalyten muß der Magnesiumchloridelektrolyt einen Zusatz von  $\text{MnCl}_2$  erhalten.



Eine gewisse Ungleichmäßigkeit und Empfindlichkeit gegen hohe Außentemperaturen vermögen die  $\text{MnCl}_2$ -Zusätze gelegentlich nicht auszugleichen. Die elektrische Belastbarkeit der  $\text{MgCl}_2$ -Batterien gegenüber häufigen Entladeperioden oder bei Dauerentladung ist geringer als die der Salmiakbatterien. Daher hat man versucht, beide Verfahren in der Weise zu kombinieren (s. DRP. 607 911, 1931), daß man als Katolyten  $\text{NH}_4\text{Cl}$ -Lösung mit einem Zusatz von festem  $\text{NH}_4\text{Cl}$  in der Depolarisationsmischung, als Anolyten aber  $\text{MgCl}_2$ -Lösung verwendet. Die genannte Patentschrift behauptet, daß eine Diffusion des  $\text{NH}_4\text{Cl}$  aus der Puppe in den Außenelektrolyten wegen der Schwerlöslichkeit dieses Salzes in konzentrierter  $\text{MgCl}_2$ -Lösung nur sehr langsam und auch ausschl. während der Benutzung des Elementes stattfindet.

An Stelle von  $\text{MgCl}_2$  ist auch die Verwendung von „Staßfurter Salz“ vorgeschlagen worden.

Das Verdicken der Salzlösung zu dem pastenartigen Außenelektrolyten erfolgt jetzt allgemein durch Zusätze von Stärke oder stärkehaltigem Mehl. Meyer und Kanter [30] wiesen nach, daß manche Stärkearten das in der Lösung befindliche  $\text{HgCl}_2$  zu  $\text{Hg}$  reduzieren können. Tatsächlich ist es vorgekommen, daß sich am Boden eines längere Zeit nicht gereinigten Elektrolyt-Rührwerks eine beträchtliche Menge metallischen Quecksilbers vorfand. Jedenfalls ist es stets vorteilhaft, den Quellstoff der Salzlösung erst dann zuzugeben, wenn sich alle Elektrolytbestandteile und besonders das zugesetzte  $\text{HgCl}_2$  restlos gelöst haben.

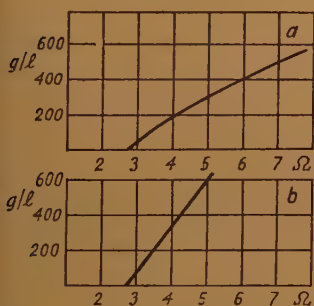


Abb. 16

Gewisse Eiweiß-Substanzen (albuminoides von annähernd der Formel  $\text{C}_{72}\text{H}_{112}\text{N}_{18}\text{SO}_{22}$ ) in Weizenmehl und in Gelatine sollen — wie das Belg. Pat. 438 965 (1940) behauptet — mit Quecksilber unter Bildung unlöslicher Verbindungen reagieren, weswegen dem eiweißhaltigen Quellstoff eine eiweißfreie Stärke zugesetzt werden soll.

Folgendes Verfahren wird empfohlen:

1000 g Wasser + 200 g  $\text{NH}_4\text{Cl}$  + 1 g  $\text{HgCl}_2$  + 30 g Weizenmehl + 10 g Stärke werden vermischt und durch Erhitzen eingedickt; dazu kommen dann 2 g in Wasser vorgequollene Gelatine, nach dem Abkühlen noch 120 g Kaolin.

Der spezifische Widerstand des verdickten Gels ist von dem Quellstoffgehalt abhängig. Die Abb. 16 zeigt von Müller und Reuther [7] [31] veröffentlichte Widerstandskurven (a mit Weizenmehl bester Qualität in einem Kochelektrolyten, b bei Verwendung eines anorganischen Verdickungsmittels in der gleichen Salzlösung). Die Kurven geben die Änderung des spez. Widerstandes in Ohm/cm für verschieden hohe Quellstoffzusätze: Gramm/Liter. Die Widerstandsänderung verläuft bei anorganischem Quellmaterial gradlinig mit der zugesetzten Menge; bei Mehlzusatz ist die Widerstandserhöhung stärker. Ihre Bedeutung auf den inneren Widerstand des Elementes ist jedoch praktisch nur wenig bedeutsam, da der Widerstandswert des Außenelektrolyten nur etwa 20% des Gesamtwiderstandes der frischen Zelle ausmacht, seine Verdoppelung für die Gesamtzelle also noch kaum von Bedeutung ist.

Die Quellstoffzusätze wirken im Batterie-Elektrolyten als Schutzkolloide, sie begünstigen den glatten Verlauf der Zink-Amalgamation und verhindern

die Ausbildung größerer Kristalle der bei der Entladung entstehenden Zinkkomplex-Salze, während bei der Entladung oder auch nur bei langem Stehen von Elementen mit nassem, unverdicktem Elektrolyten schnell wachsende, oft über erbsenkorngroße Kristalle an der Oberfläche der Puppe und des Zinks sichtbar werden, welche die Korrosion des Zinks begünstigen.

Die chemische Einwirkung des  $\text{MnO}_2$  auf den  $\text{NH}_4\text{Cl}$ -Anteil des Elektrolyten, welche sich bei Verwendung hochaktiver  $\text{MnO}_2$ -Arten unerwünscht steigern kann [32], soll sich nach dem Brit. P. 371478 (1932) ebenso wie die Schädigung der Zellen durch Spuren Jod oder Brom (bei Magnesiumchloridelektrolyten) dadurch verhindern lassen, daß man den Protein-Gehalt der verwendeten Stärke künstlich auf 12 bis 18% erhöht. Hierzu soll man dem Mehl Globulin oder Gluten zusetzen. (Die Wirkung solcher Zusätze soll ausbleiben, wenn neben der Stärke auch Gelatine als Verdickungsmittel verwendet wird.) Zur Verquellung von Jod oder Brom enthaltenden Lösungen (z. B. Lösungen von Staßfurter Salz) verwendet man zweckmäßig eine in ein Keton spaltbare Stärke. Das am häufigsten verwendete Elektrolytverdickungsmittel ist Weizenmehl in einer Menge von 220 bis 300 g je 1000 ml der Salzlösung. Mehle und unabgebaute Stärken verquellen in nicht allzu konzentrierten Elektrolytlösungen erst bei Temperaturen um  $70^\circ\text{C}$  (sog. Kochverfahren), in Lösungen, welche sehr viel  $\text{ZnCl}_2$ ,  $\text{CaCl}_2$  oder  $\text{MgCl}_2$  enthalten, bereits bei Raumtemperatur (sog. Kaltverfahren).

Ähnlich wie Weizenmehl verhalten sich Roggen-, Mais-, Reis- und Kartoffelmehl, welche sämtlich in unabgebautem Zustand zur Verquellung nicht allzu konzentrierter Salzlösungen der Wärmezufuhr bedürfen. Hingegen wirken die stark konzentrierten  $\text{MgCl}_2$ -Lösungen auf die meisten Mehlsorten bereits bei Raumtemperatur verquellend, doch entsteht dabei keine Paste, wie sie sich aus  $\text{NH}_4\text{Cl}$ -Elektrolyten bildet, sondern ein Kolloid von glasigem Aussehen und wesentlich geringerer Viskosität.

Die Verquellung der Stärken und Mehle erfolgt durch die üblichen Elektrolyte einwandfrei, solange deren wesentliches Anion  $\text{Cl}^-$  ist. Hingegen tritt die Quellwirkung nicht ein, wenn größere Mengen  $\text{SO}_4^{2-}$  anwesend sind (Drotschmann [33]). Weder  $(\text{NH}_4)_2\text{SO}_4$ , noch  $\text{ZnSO}_4$ ,  $\text{K}_2\text{SO}_4$  oder  $\text{MnSO}_4$  und  $\text{MgSO}_4$  sind aus diesem Grunde als Elektrolytsalze für Trockenzellen brauchbar, obwohl alle diese Kationen, sobald sie in Form ihrer Chloride vorliegen, störungsfrei verdickt werden können.

## Literatur

- [23] W. S. Daniel-Beck: J. ang. Chem. (russ.) **13** (1940), Nr. 11.
- [24] C. Drotschmann: Helios (1928), Nr. 36.
- [25] C. Drotschmann: Batterien **7** (1939), Nr. 12.
- [26] L. Hertelendi: Archiv f. Metallkunde **1** (1947), S. 275/78.
- [27] C. Drotschmann: Chem. Zeitg. **64** (1940), S. 244/47.
- [28] K. Wickert: Arch. f. Metallk. **1** (1947), S. 270/75.
- [29] C. Drotschmann: Archiv f. Metallk. **1** (1947), S. 187.
- [30] Meyer u. Kanters: Helios (1930), S. 151.
- [31] Fr. Müller u. H. Reuther: Die Chem. Techn. **16** (1943), S. 51/53.
- [32] C. Drotschmann: Z. f. Elektrochem. (1929), S. 194 ff.
- [33] C. Drotschmann: Arch. f. Metallk. **2** (1948).

# AUS DER PATENTLITERATUR

## Kondensatoren

### U.S. Patent 2 404 824 (P. R. Mallory & Co., 1942) „Herstellung von E-Kondensatoren“.

Gegenstand des Patentes ist ein Elektrolyt-Kondensator der Trockenbauart. Bei dem Kondensator gemäß der Erfindung bestehen die Elektroden oder wenigstens eine von ihnen aus einem fein verteilten Metall, z. B. Aluminium, das beispielsweise durch ein Metallspritzverfahren auf einem porösen Träger (Gewebe, Gaze) niedergeschlagen ist. Gemäß der Erfindung wird die in dieser Weise aufgebaute Elektrode einer Druckbehandlung z. B. durch Walzen zwischen harten Stahlrollen unterworfen, um ihre Dicke zu vermindern und die poröse Metallschicht zusammenzudrücken. Als Träger ist ein lose gewebter Baumwollstoff von hoher Reinheit verwendbar. Die Metallschicht muß so aufgespritzt werden, daß die Streifen beim Walzen nicht brechen, während dennoch die aufgespritzten Metallteilchen genügend aneinanderhaften, um die elektrische Leitung durch den gesamten Streifen zu gewährleisten. Vor dem Walzen kann die Elektrode chemisch gereinigt werden, z. B. durch kurzzeitiges Kochen in einer schwachen Boraxlösung.

### U.S. Patent 2 348 284 (The Magnavox Company, 1939) „Gehäuse für E-Kondensatoren“.

Die Erfindung bezieht sich auf eine neue Ausführung des Mantelrohres für die Wickel von E-Kondensatoren der Trockenbauart. Bei den handelsüblichen Typen von Papierrohren besteht ein Mangel darin, daß die ionische Leitung von freien anorganischen Ionen groß genug ist, um korrosive Wirkungen auf dem Kondensatorwickel zu verursachen. Die Dampf- und Flüssigkeitsphasen des Elektrolyten führen zu Kriechwegen durch das Rohr, mit der Folge, daß der Isolationswert der Rohrwandung nicht mehr genügt, um einen störungsfreien Betrieb des Gerätes zu gewährleisten. Eine weitere Schwierigkeit ergab sich bei den bekannten Typen daraus, daß der verwendete Klebstoff wasserlöslich war und folglich die verklebten Fugen häufig aufgingen. Dadurch wurde wieder die Durchlässigkeit des Rohres für die Dämpfe des Elektrolyten erhöht, und der so bedingte Verlust an Elektrolyt führte ebenso zu einer Ver-

kürzung der Lebensdauer des Kondensators. Die Bauart der Erfindung soll diese Mängel vermeiden. Bei dieser Bauart wird das Gehäuserohr aus Papierschichten spiralig gewickelt, wobei die Ränder der einzelnen Lagen verklebt werden. Die Innenwandung des Rohres 5 wird mit einer Schutzlage 6 bedeckt, die aus drei in besonderer Weise aufgetragenen Schichten besteht, nämlich aus einem Celluloseazetatfilm 8, der auf einer mit einem Papiertträger 10 verklebten Metallfolie 9 aufgebracht ist. Die Folie kann mit dem Papiertträger z. B. unter Verwendung von Kasein Latex verbunden werden. Die Vereinigung mit dem Celluloseazetatfilm kann unter Verwendung eines Kunstharz-Klebstoffes vorgenommen werden. Diese drei Schichten ergeben einen gegen Flüssigkeit und Dampf dichten Schutz und setzen die ionische Leitfähigkeit auf ein Minimum herab.

### U.S. Patent 2 320 495 (Aerovox Corporation, 1939) „Anordnung zum Formieren von E-Kondensatoren“.

Die Erfindung bezweckt ein mit einer einfachen Ausrüstung und geringem Energieverbrauch arbeitendes Verfahren zur Formierung von E-Kondensatoren, bei dem der Film unter automatischer Kontrolle und ohne die Notwendigkeit einer fachmännischen Überwachung erzeugt wird, ohne daß Ruhe- oder Abkühlungspausen eingelegt werden müssen. Der Formierungsstrom wird bei dem Verfahren der Erfindung über den Trafo 10 aus einer Leitung 11, 12 entnommen, die ca. 500 V führt. An diese Leitung ist der zu formierende Kondensator C über eine thermionische Röhre T angeschlossen. Ra ist eine Glühlampe mit positivem Temperaturkoeffizienten in Reihe mit einem Drahtwiderstand Rb. Die Prüfelektroden v, a dienen zur Überwachung der Spannung und der Stromstärke. Das Verfahren wird in folgender Weise durchgeführt. Die Anoden der Kondensatoren C sind zunächst unformiert oder in einer wäßrigen Lösung vorformiert. Anfänglich ist der Widerstand des Kondensators relativ niedrig, der Strom wird deshalb zunächst begrenzt durch den Widerstand der Röhre, der wiederum bestimmt ist durch den Spannungsabfall an R. Bei abnehmendem Strom nimmt die Gitterspannung ab, so daß bei abnehmendem Widerstand der Röhre der



Spannungsabfall am Kondensator zunimmt. Bei fortschreitender Formierung des dielektrischen Anodenfilms nimmt der Widerstand des Kondensators zu und der Strom folglich ab. Der Spannungsabfall an den Klemmen von R nimmt indessen mehr als proportional zu dem Strom ab, da der Kondensator C einen zunehmenden Anteil der Gesamtspannung übernimmt. Dadurch wird die Gitterspannung entsprechend vermindert und so eine ausgleichende Erhöhung des Formierungsstromes erreicht. Die Lampe Ra bewirkt, daß bei höherem Strom eine größere Widerstandszunahme eintritt, bei niedrigem Strom eine entsprechende Abnahme. Auf diese Weise wird eine selbsttätige Überwachung erzielt, die einerseits eine Überhitzung und Deformation des Films ausschließt und andererseits die sonst verzögerte Formierungsgeschwindigkeit erhöht, insbesondere in den fortgeschrittenen Stadien der Formierung, wo eine höhere Geschwindigkeit zulässig ist, als eintreten würde, wenn der Formierungsstrom aus einer konstanten Spannungsquelle lediglich durch einen Widerstand in Reihe mit dem Kondensator fließen würde. Das Verfahren arbeitet selbsttätig und ohne Unterbrechung, somit sehr wirtschaftlich und ohne die Gefahr einer Überhitzung. Die vollständige Formierung eines Kondensators für 500 V kann danach in weniger als zwei Stunden sicher durchgeführt werden und erfordert für manche Einheiten sogar nur 15 Minuten, während die gebräuchlichen Verfahren 6...12 Stunden benötigen.

**U.S. Patent 2283723 (The Magnavox Company, 1939) „E-Kondensator mit poröser Elektrode“.**

Gegenstand dieses Patentes ist eine neue Form einer aus einem pulverförmigen Stoff gepreßten Elektrode mit großer Oberfläche, bei der außer einer sehr hohen Kapazität eine beträchtliche Verminderung des Widerstandes und des Leistungsfaktors erreicht wird. Ferner ergibt sich durch die Erfindung eine gedrängte und in der Herstellung billige Bauart des Kondensators, der bei nasser Ausführung so wirksam verschlossen werden kann, daß an den Einführungen keine Flüssigkeit austritt. In dem dargestellten Kondensator ist 1 ein poröser Körper aus gepreßtem Metallpulver. Dieser Körper trägt einen vorformierten dielektrischen Film und ist in ein Isolierrohr aus einem Material eingeschlossen, in das die Einführungen 3, 4 für die Elektroden 5, 6 gut eingeschmolzen werden können. Das Gehäuse

ist mit dem Elektrolyten 7 gefüllt. Wenn ein negatives Potential an die Elektrode 5 und ein positives an 6 gelegt wird, steigt der Spannungsgradient zwischen den Elektroden 1 und 5 bis zur Gesamtspannung, während der Gradient zwischen 1 und 6 annähernd zu Null wird. Dies beruht auf dem positiven Strom durch den Elektrolyten zu dem Film der Elektrode 1. Die Ladung des Kondensators wird die gleiche sein, wenn die Polarität der angelegten Spannung umgekehrt wird, nur daß die Gradienten zwischen den betreffenden Eingangs Elektroden und der Mittelelektrode ebenfalls umgekehrt werden. Der Kondensator wird daher an Wechselstrom arbeiten, ohne daß eine Polarisation erforderlich wäre. Für die Elektrode 1 kann ein Gemisch von mehreren Pulverarten Verwendung finden, z. B. Aluminium- und Tantalpulver.

**U.S. Patent 2299667 (Aerovox Corporation, 1939) „E-Kondensator“.**

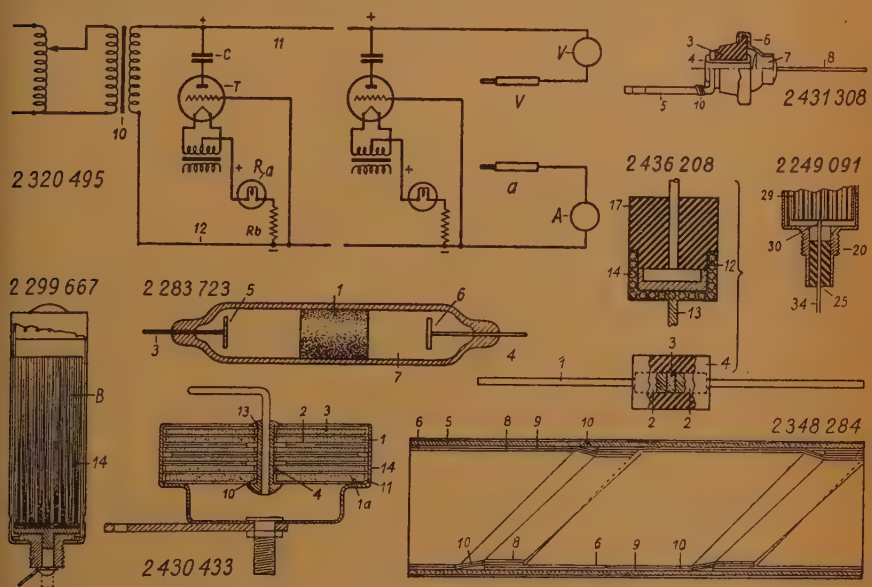
Die Erfindung bezweckt vor allem eine gedrängte Bauart eines E-Kondensators, die die Verwendung einer relativ kostspieligen Folie aus reinem Alu vermeidet. Außerdem bezieht sich die Erfindung auf die Bearbeitung einer solchen Folie für einen vergrößerten Oberflächenbereich. Gemäß der Erfindung besteht die Elektrode aus einem kapillaren Körper eines filmbildenden Metalls (Alu), das einen großen formierten Kapillarenbereich aufweist. Bei dem dargestellten E-Kondensator der nassen Bauart besteht die Anode aus einem Kapillarkörper, nämlich aus einem Bündel aus feinen formierten Alu-Drähten 14. Die Filmoberfläche aller dieser Drähte ist sehr groß und ergibt eine entsprechend hohe Kapazität. Da außerdem der Abstand zwischen der Anodenfläche und der inneren Katodenfläche relativ klein ist, hat der Kondensator einen besseren Leistungsfaktor aufzuweisen als ein entsprechender Kondensator von größerem Durchmesser. An Stelle der feinen Drähte kann auch Alu-Wolle Verwendung finden, die in Form eines Blockes gepreßt wird. Verfahren zur Herstellung von Alu-Schwamm sind bekannt.

**U.S. Patent 2249091 (Sprague Spezialties Company, 1937) „Herstellung von E-Kondensatoren“.**

Bei E-Kondensatoren ist ein luft- und flüssigkeitsdichter Verschluss von besonderer Bedeutung. Es muß nicht nur der Austritt von Flüssigkeit, sondern auch verhindert werden,

daß das in dem Elektrolyten gelöste Salz durch Leckstellen kriecht, die in den Verbindungs-fugen vorhanden sein können. Tatsächlich findet ein solches Kriechen häufig durch Fugen statt, die scheinbar undurchlässig für den flüssigen Elektrolyten sind. Ein vollkommener Verschuß ist ferner zu fordern, um einer Verschlechterung des Elektrolyt durch Verunreinigungen vorzubeugen. Die bisher ge-bräuchlichen Konstruktionen, bei welchen die

Benzin, gelegt, dem ein wasserabweisender Zusatz beigemischt werden kann. Nach einigen Stunden wird infolge der Quellung die Bohrung so erweitert sein, daß die Zu-führung 34 hindurchgesteckt werden kann. Schließlich wird das Quellmittel durch warme Luft zum Verdampfen gebracht, so daß die Bohrung sich wieder zu schließen sucht und so eine unbedingt dichte Anlage gewähr-leistet.



Elektrode durch einen Weichgummipfropfen herausgeführt ist, befriedigen in dieser Hinsicht nicht. Die Erfindung hat sich deshalb zur Aufgabe gestellt, eine stets zuverlässige und dauernd dichte Passung zwischen dem Verschlußpfropfen und der Elektrodendurchführung zu schaffen. Gemäß der Erfindung ist die Zuführung 30 für die harmonikaförmig gestaltete Anode 29 durch den Gewinde-ansatz 20 unter Zwischenlage eines Gummi-pfropfens 25 geführt, dessen Bohrung im Querschnitt beträchtlich geringer ist als der Durchmesser der Zuführung 34. Bei einem Durchmesser der Durchführung 34 von 0,125" wird z. B. in dem Pfropfen ein Loch von 0,07...0,04"  $\varnothing$  gebohrt. Danach wird der Pfropfen in ein Quellmittel, insbesondere

**U.S. Patent 2 446 928 (Western Electric Company, 1943) „Glimmerersatz für Kondensator“.**

Das Patent hat ein Verfahren zur Herstellung eines dielektrischen Materials zum Gegenstand, das als Ersatz für Glimmer zum Aufbau von Kondensatoren Verwendung finden kann. Gemäß der Erfindung wird das neue Material hergestellt, indem ein Polystyrenfilm mit einem dielektrischen Stoff überzogen wird. Als Bindemittel dient dabei Celluloseazetat in einer mit Alkohol verdünnten Acetonlösung. Beispielsweise kann eine Lösung für 50 g Celluloseazetat hergestellt werden, indem man 500 ccm Aceton mit 1000 ccm. Butylalkohol verdünnt. Diese Bindeflüssigkeit ist dann mit 950 g Titandioxyd zu mischen.

Diese Mischung kann auf einen Polystyrenfilm aufgebracht werden, ohne Gefahr, daß das Polystyren durch sie erweicht wird. Den mit einem solchen Dielektrikum überzogenen Film kann man schließlich walzen und etwa bis 350° F erhitzen. Der nach Art eines Glimmerkondensators aufgebaute Stapel wird am Ende in ein Kunstharzgehäuse eingepreßt.

**U.S. Patent 2 431 308 (International Standard Electric Corporation, 1941) „Isolierdurchführung, z. B. für Kondensatoren“.**

In der Fernmeldetechnik hat man Bauelemente, wie z. B. Kondensatoren, dadurch gegen äußere Einflüsse geschützt, daß man sie in einem mit Paraffin ausgegossenen Gehäuse unterbringt. Dieses Verfahren ist in verschiedener Hinsicht mangelhaft. So kann die Vergußmasse das eingeschlossene Teil in unerwünschter Weise beeinflussen. Es können auch Risse in der Vergußmasse entstehen, durch die Feuchtigkeit zutreten kann. Man hat daher versucht, unter Weglassung der Vergußmasse ein luftdichtes Gehäuse zu verwenden und dieses mit trockenem Gas unter Druck zu füllen. In diesem Falle müssen dichte Einführungen für die Elektroden verwendet werden. Auf eine solche Durchführung bezieht sich das Patent, und zwar wird gemäß der Erfindung die Dichtung durch eine Metall-Glas-Verbindung hergestellt. Sie besteht aus einem keramischen Isolator 3, an dem die Anschlüsse 5 durch den Niet 4 befestigt ist. Die Stirnflächen des Isolators können mit Einschnitten versehen sein, in die entsprechende Vorsprünge der Öse 5 eingreifen, so daß sie gegen Verdrehung gesichert ist. Die aus dünnem Kupferblech bestehende Kappe 6 ist durch eine Glaseinlage 7 gegen den Draht 8 isoliert, der bei 10 mit der Öse 5 verlötet wird. Nachdem die Kappe mit der Gehäusewand verlötet wurde, ist die Durchführung gasdicht.

**U.S. Patent 2 430 433 (Erie Resistor Corp., 1944) „Kondensator“.**

Der in diesem Patent behandelte Kondensator ist zur Verwendung bei HF bestimmt, wobei die Selbstinduktion der sonst vorhandenen Zuleitungen und der relativ lange Weg durch die Platten ausgeschaltet werden sollen. Weiterhin wird eine raumsparende und einfache Bauart der Einzelelemente angestrebt, mit denen leicht verschiedene Kapazitätswerte zusammengestellt werden können. Die Isolierscheiben 1 (z. B. aus Keramik) erhalten durch elektrische Plattierung die

leitenden Belege 2, 3. Auf einer Seite überdeckt der Belag 2 jeder Scheibe den Scheibenumfang, und seine Mittelöffnung ist etwas kleiner als das Mittelloch 4 der Scheibe 1. Der Belag 3 auf der anderen Seite ist im Durchmesser kleiner als die Scheiben, überdeckt aber die Mittelöffnung 4. Die beiden Endplatten 1a besitzen einen mittleren Kontaktring 10 und einen äußeren Kontaktring 11. Der Stapel wird durch die Lötung 13 zusammengehalten, die zugleich den einen Plattensatz elektrisch verbindet. Der andere Plattensatz wird durch den Gehäusebecher 14 elektrisch verbunden.

**U.S. Patent 2 436 208 (Stackpole Carbon Co., 1943) „Kondensator“.**

Für Radiozwecke benötigt man Kondensatoren, die hohe Kapazität mit kleinen Abmessungen vereinigen. Die Erfindung will einen Kondensator mit extrem kleinen Abmessungen verwirklichen, der dazu einfach und billig sowie haltbar ist. Die Zuführungsdrähte 1 bilden an einem Ende Köpfe 2, deren Stirnflächen sich in geringem Abstand gegenüberstehen. Der Zwischenraum wird mit einem dielektrischen Pulver 3 ausgefüllt, das ganz oder teilweise aus einem feuerfesten Material mit hoher DK (10 oder mehr) besteht. Das Material kann Titanglas oder Rutil sein. Rutilpulver kann z. B. mit wenig Wachs gemischt oder durch ein Bindemittel wie Bakelit oder Polystyren zusammengehalten werden. Ein Gehäuse 4 umgibt diese Teile als Schutz und Isolierung. Zweckmäßig wird das dielektrische Pulver fest verdichtet. Die Durchführung einer Kalt- und einer Warm-pressung wird beschrieben. Nach der Bauart der Erfindung kann ein Kondensator von  $\frac{5}{32}$ " Länge bei  $\frac{1}{8}$ "  $\varnothing$  mit Rutilfüllung eine Kapazität von 6 pF besitzen. Bei einer anderen Ausführung (Fig. 6) wird das Drahtende zu einem Kopf 12 gewickelt, der in Lotmetall getaucht wird, während das Ende des anderen Drahtes 13 eine becherförmige Elektrode 14 bildet. Der kalt vorgepreßte Verschlusskörper 17 aus Bakelit wird unter Druck eingepreßt und dann erst der Warmhärtung unterworfen.

**U.S. Patent 2 429 088 (Johnson, Matthey & Co., 1942) „Kondensatorplatten“.**

Die Erfindung bezieht sich auf die Herstellung von Kondensatorplatten, bei welchen ein Dielektrikum mit einem Metallfilm überzogen wird. Gemäß der Erfindung soll auf ein Dielektrikum mittels eines Druckmaschinen-



*Von den mit einem \* versehenen Referaten können Fotokopien der Originalarbeiten gegen Voreinsendung des Betrages von DMW 0,75 je Seite sowie des Einschreibepontos zur Verfügung gestellt werden.*

## Die Lokalisation des Schalles im Raum<sup>1)</sup>

Wenn auch der Mensch im täglichen Leben meistens in der Lage ist, die Auffindung des Standortes einer Schallquelle durch den Sehvorgang zu unterstützen, so hat er doch durchaus die Fähigkeit, wie die Versuche eindeutig beweisen, auf rein akustischem Wege, also ohne Zuhilfenahme anderer Sinnesorgane, Entfernung und Richtung einer Schallquelle recht genau festzustellen oder zu empfinden. Diese Möglichkeit ist ja auch die Voraussetzung aller stereophonischen Wiedergabeverfahren. Über das Zustandekommen der Entfernung- und der Richtungsempfindung herrschten lange einander widersprechende Anschauungen, und auch heute ist wohl die endgültige Erklärung für alle Erscheinungen bei der Lokalisation des Schalles noch nicht gefunden.

Daß bei der Entfernungsempfindung die Lautstärke nicht das primäre Erkennungsmittel ist, aus der das Gehirn einen Rückschluß auf die Distanz der Schallquelle zieht, dürfte sicher sein, schon weil das Ohr, ähnlich wie das Auge, eine Anpassungsfähigkeit an das Intensitätsniveau aufweist. Maßgebend für die vom Ohr empfundene Entfernung der Schallquelle ist in erster Linie das aufgenommene Klangbild; je ärmer der Klang an tiefen Tönen ist, in um so größeren Entfernungen vermutet das Ohr die Schallquelle. Davon kann man sich leicht durch einen Versuch am Radioempfänger überzeugen: je mehr man die Klangblende auf „hell“ dreht, um so weiter scheint die Schallquelle wegzurücken. Zur Erhöhung der Illusion muß daher z. B. in einem Tonfilm eine Person in Nahaufnahme mit dunklerem Sprachbild aufgenommen werden als eine weiter entfernte Person. Die akustische Empfindung von Entfernungen ist vorwiegend eine Sache der Erfahrung und Gewöhnung, die aber durch Schallreflexionen, also durch Echo und Nachhallerscheinungen, gestört werden kann. Auf der anderen Seite

<sup>1)</sup> H. Klensch: Die Lokalisation des Schalles im Raum. Die Naturwissenschaften, Bd. 36 (1949), Heft 5, Seite 145...149.

schirmes eine Paste aufgetragen werden, die eine Mischung eines aus einer organischen Flüssigkeit bestehenden Druckmittels mit einer sich durch Hitze zersetzenden Metallverbindung darstellt. Solche Verbindungen sind z. B. die Oxyde, Hydroxyde und andere Verbindungen von Gold, Platin oder Silber, sofern sie sich bei der Brenntemperatur unter Zurücklassung eines metallischen Rückstandes zersetzen. Der Schirm besteht aus einem über einen Rahmen gespannten Stück Seide oder anderem Gewebe, dessen Maschen entsprechend abgedeckt werden. Das Brennen findet bei 400...600°C für die Dauer von 2 St. bis 5 Min. statt. Die so erzeugte Metallschicht ist gleichmäßig und haftet unter Ausschluß der Luft fest auf dem Träger, z. B. Glimmer, Glas, Porzellan.

## U.S. Patent 2 393 449 (Corning Glass Works, 1944) „Glassorte für Kondensatoren“.

Die Erfindung bezieht sich auf eine neue Zusammensetzung für Gläser, die als Ersatz für Glimmer in Betracht kommen. Die neuen Gläser bestehen aus einem homogenen Gemisch von 10...30 % BaO, 5...20 % Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub>, 22...80 % B<sub>2</sub>O<sub>3</sub> und 0...55 % SiO<sub>2</sub>. Sie haben einen Leistungsfaktor unter 0,07 %, eine DK über 4, einen Temp.-Koeff. unter 100x10<sup>-6</sup> und einen Erweichungspunkt unter 800°C.

## U. S. Patent 2 434 236 (W. Verwey u. G. van Bruggen, Eindhoven, 1943) „Verlustarmer keramischer Isolierstoff“.

Das Patent beschreibt eine neue Zusammensetzung von keramischen Stoffen der Ceroydgruppe, die sich durch Verlustarmut und hohe DK auszeichnet. Der Temp.-Koeff. kann je nach der Zusammensetzung zwischen positiven und negativen Werten gewählt werden. Z. B. werden 95 % CeO<sub>2</sub> und 5 % TiO<sub>2</sub> mit einer wäßrigen Tragacanthlösung gemischt und zu einem Rohr gepreßt, das in einem Sauerstoffstrom 1/2 St. auf 1300°C erhitzt und dann abgekühlt wird. Das so erzielte Sinterprodukt hat eine DK von 36, einen tgδ von 8,1x10<sup>-4</sup> bei 200 m und einen Temp.-Koeff. der DK von +8,4x10<sup>-6</sup> per 1°C.

Mitgeteilt von Patentanwalt Dipl.-Ing. C. WALLACH.

wird gerade durch diese Reflexionen eine „Umgebungsempfindung“ möglich gemacht. Das Ohr kann aber auch noch auf anderem Wege die Entfernung einer Schallquelle abschätzen; allerdings ist diese Möglichkeit auf verhältnismäßig geringe Distanzen und auf sich bewegende Schallquellen beschränkt. Wird nämlich die Schallquelle mit bestimmter Geschwindigkeit um eine gewisse Strecke an dem Ohr vorbeibewegt (Abb. 1), so nimmt die Entfernung vom Ohr zunächst ab, um dann wieder anzusteigen. Diese Distanzänderung ist um so größer, je näher sich die Schallquelle am Ohr befindet; in Abb. 1 ist die

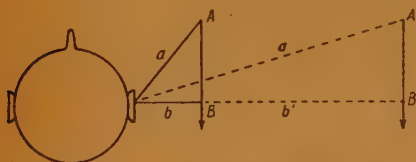


Abb. 1. Je kleiner der Abstand der Schallquelle vom Ohr ist, um so größer ist deren Abstandsänderung, wenn sie sich um eine Strecke A—B an dem Ohr vorbeibewegt

Streckendifferenz  $a-b$  größer als  $a_1-b_1$ . Hieraus kann das Ohr auf die Entfernung der Schallquelle schließen.

Zu der akustischen Richtungsempfindung tragen zwei verschiedene Erscheinungen bei. Einmal ist das einzelne Ohr schon in geringem Maße richtungsempfindlich. Die Ohrmuschel stellt nämlich einen mit einem Winkel von  $30^\circ$  nach vorn gerichteten Schalltrichter dar (Abb. 2), der den auftreffenden Schallwellen gegenüber eine um so größere Richtwirkung zeigt, je höher deren Frequenz liegt. Während der von der Ohrmuschel gebildete Schalltrichter Schallwellen unterhalb von 250 Hertz noch aus allen Richtungen gleichmäßig aufnimmt, engt sich der Hörwinkel mit steigender Frequenz immer mehr zu der Trichterachse hin ein. Die hohen Frequenzen oberhalb von 5000 Hertz schließlich können nur in einem schmalen Sektor beiderseits der Trichterachse aufgenommen und an das Trommelfell weitergeleitet werden. Zum Hören der hohen Frequenzen muß also das Ohr recht genau in die Richtung auf die Schallquelle gedreht werden. In Abb. 3 sind die für die verschiedenen Frequenzen gültigen Hörwinkel eingetragen. Die Richtung von Schallquellen, die ausschließlich tiefere Frequenzen abstrahlen, etwa von einer mit 200 Hertz schwingenden Stimmgabel, kann

naturgemäß auf diese Weise mit nur einem Ohr nicht festgestellt werden.

Zu dem eigentlichen Richtungshören sind beide Ohren notwendig, und das Richtungsempfinden wird durch die Laufzeitdifferenz des Schalles zum rechten und zum linken Ohr verursacht. Diese Laufzeitdifferenz kann im äußersten Falle, nämlich wenn sich die Schallquelle auf der verlängerten Verbindungslinie der beiden Ohren befindet, entsprechend einem Ohrabstand von  $21 \text{ cm}$   $63 \cdot 10^{-5}$  Sekunden betragen. Die geringste noch verwertbare Zeitdifferenz ist  $3 \cdot 10^{-5}$  Sekunden, was einer gerade noch wahrnehmbaren Richtungsänderung der Schallquelle von  $3^\circ$  entspricht.

Wie kann man sich aber die „Übersetzung“ der Zeitdifferenz in eine Richtungsempfindung vorstellen? Wahrscheinlich muß man

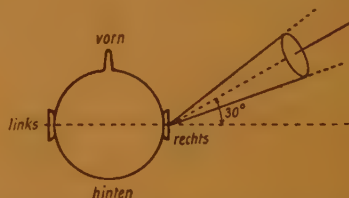


Abb. 2. Frequenzen über 5000 Hertz können nur innerhalb eines spitzen Kegels gehört werden, dessen Achse um  $30^\circ$  nach vorn gerichtet ist

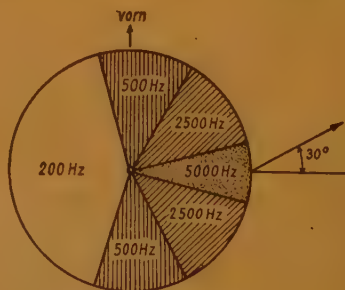


Abb. 3. Die Richtwirkung des rechten Ohres für verschiedene Frequenzen

das Auftreffen des Schalles auf ein Ohr als einen Reiz auffassen, der eine automatische Reflexbewegung des Kopfes nach der gereizten Seite hin auslöst. Die Kopfwendung wird unbewußt nach der Seite hin erfolgen, die zuerst gereizt wurde; kommt also der Schall von rechts, dann geht die Reflexbewegung des Kopfes nach rechts und vermittelt den Ein-

druck „rechts“. Je kleiner aber die Zeitdifferenz ist, die zwischen der Reizung des rechten und des linken Ohres liegt, um so früher wird die Reflexbewegung des Kopfes nach rechts durch die Reizung des linken Ohres gehemmt, so daß dadurch eine Abstufung der Richtungsempfindung herbeigeführt werden kann. Ob die Reflexwendung des Kopfes tatsächlich ausgeführt oder, etwa bei einem erwarteten Schallreiz, durch das Bewußtsein absichtlich unterdrückt wird, ist für den Vorgang des Richtungshörens belanglos.

Der zeitliche Unterschied, mit dem ein Schall das rechte und das linke Ohr erreicht, genügt aber nicht zur vollkommenen Erklärung des Richtungshörens. Obwohl die aus einem bestimmten Winkel von vorn kommenden Schallwellen die beiden Ohren mit der gleichen Zeitdifferenz treffen würden, wie die aus dem gleichen Winkel von hinten kommenden Schallwellen, besteht doch ein ausgeprägtes Unterscheidungsvermögen der Ohren für „vorn“ und „hinten“. Das gleiche gilt für das Auseinanderhalten von „oben“ und „unten“. Wie die Versuche zeigen, ist die Fähigkeit der Ohren für eine derartige Unterscheidung nicht etwa durch die Stellung der Ohrmuschel bedingt, wie man früher anzunehmen geneigt war. Dazu ist vielmehr eine tatsächliche, wenn auch geringe, Bewegung des Kopfes notwendig. Verbindet man einer Versuchsperson die Augen und hält ihren Kopf unverrückbar fest, dann fehlt ihr die Möglichkeit zu entscheiden, ob ein Schall von vorn oder von hinten kommt. Durch eine waagerechte Drehung des Kopfes um die Wirbelsäule tritt durch die Veränderung der Zeitdifferenz eine scheinbare seitliche Verschiebung der Schallquelle nach rechts oder links ein, je nachdem ob sich die Schallquelle vorn oder hinten befindet. Aus dem Sinn dieser scheinbaren Verschiebung folgt die Erfahrung, ob sich die Schallquelle vor oder hinter dem Kopfe befindet. Für diesen Effekt reicht übrigens im allgemeinen die früher erwähnte reflektorische Kopfwendung auf einen unerwarteten Schallreiz hin vollkommen aus. Für die Unterscheidung zwischen „oben“ und „unten“ ist eine etwas kompliziertere Kopfbewegung auszuführen: der Kopf wird zunächst nach vorn oder hinten geneigt und dann in der Wirbelsäule seitlich gedreht. Auch diese anscheinend umständliche Bewegung wird meistens ganz spontan gemacht, zum Beispiel wenn man aus dem Fenster eines hohen Hauses angerufen wird.

Dr. F.

## Die Belastung von Oxydkatoden bei impulsförmiger Emission\*

Durch sehr kurze Impulse gesteuerte Hochvakuumröhren beginnen zu funken, wenn der impulsförmige Emissionsstrom eine bestimmte Höchstgrenze überschreitet. Es ist naturgemäß wünschenswert zu wissen, von welchen Faktoren diese Höchstgrenze bestimmt wird und welche Vorgänge und Gesetzmäßigkeiten für die Funkenbildung zwischen Katode und Anode maßgebend sind, damit diese von vornherein bei dem Bau von Röhren berücksichtigt werden können, die für die Erzeugung von Impulsen hoher Stromstärken gedacht sind. In erster Linie werden selbstverständlich die Eigenschaften der Oxydkatode selbst für deren Belastbarkeit eine Rolle spielen, und es ist von vornherein zu vermuten, daß der endliche Querwiderstand der Oxydschicht dem der Katode entnehmbaren Emissionsstrom eine obere Grenze setzt. In welcher Weise aber der Widerstand der Oxydschicht wirkt, ist noch keineswegs einwandfrei geklärt; man kann zunächst an die thermische Wirkung der in der Oxydschicht mit dem Widerstand  $R$  durch den Emissionsstrom  $I$  vernichteten Leistung  $I^2 \cdot R$  denken, die während der Dauer des Impulses eine vorübergehende Gleichgewichtsstörung verursacht und für die Funkenbildung verantwortlich ist. Eine andere Möglichkeit wäre, daß nicht die Leistung  $I^2 \cdot R$ , sondern der Spannungsabfall  $I \cdot R$  in der Oxydschicht ausschlaggebend ist. In diesem Falle könnte man einen kurzzeitigen dielektrischen Zusammenbruch der Oxydschicht durch die in ihr auftretende große Feldstärke annehmen, die der Emissionsstrom verursacht<sup>1)</sup>. Um entscheiden zu können, welcher der beiden Theorien der Vorzug zu geben ist, muß der Querwiderstand der Oxydschicht, bzw. die Feldstärke in der Schicht gemessen werden, der bei der höchstzulässigen Impulsstromstärke herrscht, d. h. also bei denjenigen Emissionsimpulsen, bei denen der Übergang von der Emission zur Funkenbildung einsetzt. Zu diesem Zwecke wurde eine Reihe von Versuchsdioden mit Spezialkatoden gebaut, bei denen in zwei verschiedenen Ebenen der Oxydschicht Meßsonden zur Bestimmung des Potentials in der Oxydschicht vorgesehen waren. Der schematische Aufbau der indirekt geheizten Katode, welche in diesen Röhren

<sup>1)</sup> W. E. Danforth und D. L. Goldwater, Resistance of Oxide Cathode Coatings for High Values of Pulsed Emission, Journal of Applied Physics, Band 20, Nr. 2, Februar 1949, Seite 163.



verwendet wurde, geht aus Abb. 1 hervor. Auf das Trägermetall, ein Röhrchen aus Nickelblech mit 4 mm Durchmesser, war eine Oxydschicht (Bariumoxyd, Strontiumoxyd oder eine äquimolare Mischung aus den beiden Oxyden) von etwa 5 bis 10 mg/cm<sup>2</sup> Stärke aufgetragen und darauf ein dünnes Nickelband von 0,012 mm Dicke und 0,1 mm Breite spiralförmig als Sonde aufgewickelt. Darüber



Abb. 1. Schematischer Schnitt durch die Katodenschicht der Versuchsdiolen

folgte wieder eine Oxydschicht von 5 bis 10 mg/cm<sup>2</sup>, dann eine zweite aus Nickelband spiralförmig aufgelegte Sonde, die schließlich wieder mit einer Oxydschicht von 5 bis 10 mg/cm<sup>2</sup> abgedeckt war. Das Gesamtgewicht der Oxydschicht betrug so bei einer Dicke von 0,25 mm etwa 20 mg/cm<sup>2</sup>, die wirkliche Fläche der Katode war 0,63 cm<sup>2</sup> groß.

Nach vollendeter Formierung der Katode wurde der Widerstand der Oxydschicht zwischen dem Trägermetall und der inneren bzw. äußeren Sonde als Funktion der Stromstärke von rechteckigen Stromimpulsen von einer Mikrosekunde Länge in einer Schaltung nach Abb. 2 untersucht. Die von einem Impuls-generator erzeugten Spannungsimpulse wurden über einen Transformator an die Anode der Versuchsröhre gelegt und erzeugten die Emissionsimpulse. Durch eine weitere, von 0 bis 400 Volt regelbare Gleichspannungsquelle sollte die Wirkung einer zusätzlichen Anoden-Gleichspannung auf den Schicht-

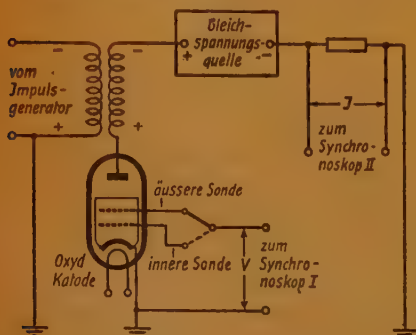


Abb. 2. Schaltung zur Messung des Schichtwiderstandes der Katode bei impulsförmiger Emission

widerstand festgestellt werden. Die impulsförmig auftretenden Meßwerte wurden mit nicht weiter erläuterten „Synchronskopen“ gemessen. In Abb. 3 sind die typischen Meßkurven für zwei Röhren dargestellt, die den Schichtwiderstand (zwischen Trägermetall und äußerer Sonde) in Abhängigkeit von der Impulsstromstärke bei verschiedenen Katodentemperaturen wiedergeben. In Abb. 4 sind die Schichtwiderstände der gleichen Röhren als Funktion des durch die Impulse in der Oxydschicht verursachten Spannungsabfalles (zwischen Trägermetall und äußerer Sonde) gezeichnet. Die Widerstandskurven zeigen durchweg ein Maximum; bei den durchgemessenen Versuchsröhren hatten die Widerstandsmaxima Werte zwischen 3,0 und 100 Ohm/cm<sup>2</sup> und traten für Impulsströme von 2,4 bis 31 A/cm<sup>2</sup>, bzw. bei Spannungsabfällen in der Oxydschicht von 75 bis 240 Volt auf. Auffallend ist, daß Schichten aus Strontiumoxyd einen um ein bis zwei Größenordnungen höheren Widerstand als solche aus Bariumoxyd haben. Durch Überlagerung der Spannungsimpulse an der Anode mit einer Gleichspannungskomponente erfolgt eine Herabsetzung des Schichtwiderstandes, wie aus Abb. 5 hervorgeht, die den Schichtwiderstand einer der untersuchten Röhren in Abhängigkeit von der Anodengleichspannung bei einem gleichbleibenden Impulsstrom von 10 A/cm<sup>2</sup> zeigt.

Von besonderem Interesse sind aber die in der nachstehenden Tabelle wiedergegebenen Meßwerte, welche die Impulsstromstärke  $I$ , den Schichtwiderstand  $R$  und den Spannungsabfall  $V$  in der Schicht zwischen Trägermetall und äußerer Sonde enthalten, bei denen gerade der Beginn des Funkens in den zwölf Versuchsdiolen beobachtet wurde. Weitere Spalten der Tabelle geben die Katodentemperatur (in Celsiusgraden), die Schichtstärke der Katode (in mg/cm<sup>2</sup>) und das Schichtmaterial an. Ein eindeutiger Zusammenhang zwischen dem Schichtwiderstand  $R$  und der höchstzulässigen Stromstärke  $I$  der Impulse ist aus der Tabelle nicht zu erkennen; immerhin hat die Röhre mit außergewöhnlich hohem  $I$  (Röhre 3) einen besonders geringen Schichtwiderstand. Eine ausgeprägtere Beziehung zwischen  $I$  und  $R$  ergibt sich, wenn man Strontiumoxyd-Katoden (Röhren 11 und 12) mit den Bariumoxyd- bzw. Barium-Strontiumoxyd-Schichten vergleicht.

Wenn die von den Verfassern geäußerte Ansicht richtig ist, daß ein hoher Widerstand der Oxydschicht der Entstehung von Funken

Röhre	T (Grad C)	I A/cm <sup>2</sup>	V Volt	I · V Watt	R Ohm/cm <sup>2</sup>	Schicht-	
						stärke mg/cm <sup>2</sup>	material
1	848	31,8	286	9 100	9,00	19,1	Ba-Sr
2	855	31,4	305	9 580	9,72	10,3	Ba-Sr
3	850	71,5	200	14 280	2,80	11,6	Ba-Sr
4	848	34,9	282	9 840	8,06	12,5	Ba-Sr
5	843	30,5	263	8 020	8,53	11,9	Ba-Sr
6	847	43,0	362	15 580	8,4	11,0	Ba-Sr
7	847	33,3	517	17 220	15,5	12,4	Ba-Sr
8	857	29,6	277	8 200	9,35	12,4	Ba-Sr
9	847	50,0	254	12 700	5,08	16,5	Ba
10	850	25,0	180	4 500	7,20	16,4	Ba
11	890	9,5	660	6 260	69	14,8	Sr
12	960	9,9	474	4 600	49	20,8	Sr

Abb. 3. Der Schichtwiderstand in Abhängigkeit von der Stromstärke der Emissionsimpulse bei verschiedener Katodentemperatur für zwei Versuchsröhren

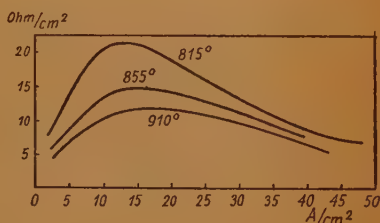
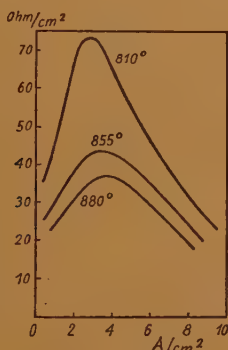
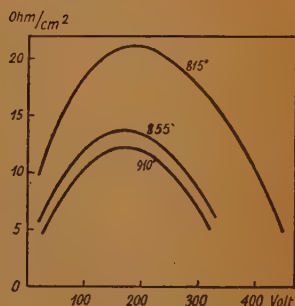
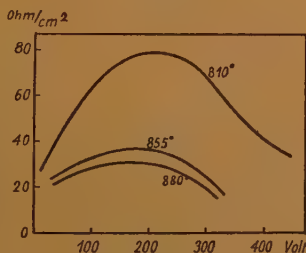


Abb. 4. Der Schichtwiderstand der gleichen zwei Röhren wie in Abb. 3 in Abhängigkeit von dem durch die Impulsströme hervorgerufenen Spannungsabfall in der Oxydschicht



förderlich ist und ein dielektrischer Zusammenbruch der Schicht, bei dem lokal positive Ionen aus der Schicht ausgeschleudert werden und die Raumladung kompensieren, die Ursache für die Funkenbildung ist, müßte sich bei allen Röhren für den höchstzulässigen Impulsstrom  $I$  ungefähr der gleiche Spannungsabfall  $V = I \cdot R$ , oder genauer die gleiche Feldstärke, in der Katodenschicht ergeben. Selbst bei Berücksichtigung der verschiedenen Schichtstärken zeigen die Werte von  $V$  doch noch so starke Streuungen, daß

den Versuchsergebnissen keine endgültige Beweiskraft zukommen kann. Trotzdem halten die Verfasser ihre Hypothese, nach der die Funkenbildung durch einen dielektrischen Zusammenbruch eingeleitet wird, für wahrscheinlicher als die von anderer Seite geäußerte Vermutung, daß die Funken durch thermische Wirkungen der Impulsströme in der Katode hervorgerufen werden. Und zwar aus zwei Gründen: aus dem Spannungsabfall  $V$  ergeben sich Feldstärken in der Oxydschicht, die sich recht gut mit den

Durchbruchsfeldstärken in schlechten Dielektrika decken. Ferner ist zu bedenken, daß die Stromimpulse, bzw. die Funken, eine Dauer von nur einer Millisekunde haben. Da nach der Tabelle in der Katodenschicht von

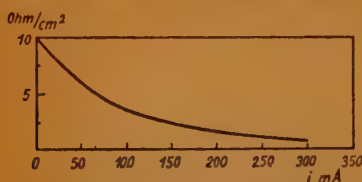


Abb. 5. Widerstand der Katodenschicht in Abhängigkeit von dem einem konstanten Impulsstrom von  $10 \text{ A/cm}^2$  überlagerten Gleichstrom  $I$

den Stromimpulsen Leistungen von weniger als 20 000 Watt entwickelt werden, kann daher in der Zeit von  $10^{-6}$  Sekunden nur eine Wärmemenge von höchstens  $5 \cdot 10^{-3}$  Grammkalorien je  $\text{cm}^2$  Katodenfläche entstehen. Dr. F. (Umfang der Originalarbeit 11 Seiten.)

## Der Ringmodulator als Gleichrichter

Für die phasempfindliche Gleichrichtung amplitudenmodulierter Trägerspannungen, bei der also die Phase der Trägerspannung gegenüber einer festen Bezugsspannung gleicher Frequenz berücksichtigt wird, ist der Ringmodulator nach Abb. 1 die einfachste Einrichtung. Insbesondere kehrt die gleichgerichtete Ausgangsspannung des Ringmodulators ihr Vorzeichen um, wenn sich die Phase der Trägerspannung um den Winkel  $\pi$  ändert. Eine derartige phasempfindliche Gleichrichtung wird für verschiedene Meßverfahren, Regeleinrichtungen und auch für den „Synchrody-Empfänger“<sup>1)</sup> gefordert. Ist die gleichzurichtende amplitudenmodulierte Spannung durch

$$E_s = E_a \cdot \sin \omega_T \cdot t \cdot (1 + k \cdot \sin \omega \cdot t) \quad (1)$$

gegeben, wo  $\omega_T$  die Kreisfrequenz der Trägerspannung,  $\omega$  die Kreisfrequenz der Modulationsspannung und  $k$  der Modulationsgrad ist, und die feste Bezugsspannung gleicher Frequenz durch

$$E_T = E_T \cdot \sin (\omega_T \cdot t + \Theta) \quad (2)$$

mit dem Phasenwinkel  $\Theta$  gegen die Trägerspannung von  $E_s$ , dann entsteht bei der Multiplikation von  $E_s$  und  $E_T$  eine Summe von

Spannungen, in welcher nur ein Summand vorkommt, der einer niederfrequenten Spannung ausdrückt und den Wert

$$E_N = \frac{E_s \cdot E_T}{2} \cdot k \cdot \cos \Theta \cdot \sin \omega \cdot t \quad (3)$$

hat. Die Amplitude der gleichgerichteten Niederfrequenzspannung  $E_N$  ist somit dem Kosinus des Phasenwinkels zwischen der Signalspannung  $E_s$  und der festen Bezugsspannung  $E_T$  proportional. Da diese phasempfindliche Gleichrichtung lediglich durch Multiplikation mit der Bezugsspannung herbeigeführt wird, kann sie an und für sich durch jede beliebige multiplikative Modulation erzielt werden, jedoch hat sich der Ringmodulator für diesen Zweck am besten bewährt.

Der Ringmodulator hat allerdings den schwerwiegenden Nachteil, daß er nur sehr kleine Signalspannungen, höchstens Bruchteile von einem Volt, verzerrungsfrei gleichrichten kann und dementsprechend geringe Ausgangsspannungen abgibt, da diese infolge der Eigenart des Ringmodulators nicht, wie in der allgemeingültigen Gleichung (3) angegeben, der Amplitude  $E_T$  der Bezugsspannung proportional sind; für den Ringmodulator ist nämlich  $E_T$  in (3) durch den Faktor 1 zu ersetzen. Das ist besonders dann sehr unangenehm, wenn die Modulationsfrequenz, wie oft bei Meß- und Regelverfahren, sehr niedrig liegt oder gar eine Gleichspannung ist. Die Ausgangsspannung des Ringmodulators ist zu klein, um einen Leistungsverstärker unmittelbar aussteuern zu können, so daß eine mehrstufige Vorverstärkung der Niederfrequenz nicht zu umgehen ist. Das möchte man aber bei niedrigen Frequenzen oder Gleichspannungen unbedingt vermeiden.

Nimmt man der Einfachheit halber eine Kennlinie der vier Gleichrichter des Ringmodulators nach Abb. 2 mit einem unendlich großen Sperrwiderstand und einem verschwindenden Durchlaßwiderstand oberhalb der Spannungsschwelle  $+E$  an, dann kann man unmittelbar der Abb. 1 entnehmen, daß an den Eingangsklemmen des Ringmodulators keine größere Spannung als  $\pm 2 \cdot E$  auftreten kann, wenn die als Schaltspannung wirkende sinusförmige Bezugsspannung  $E_T$  null ist. Je nach dem Vorzeichen der am Eingang liegenden Momentanspannung wird durch diese ein Strom in der Richtung A—C—B oder in der Richtung B—D—A verursacht; auf diesem Wege entsteht aber ein Spannungsabfall an den beiden

<sup>1)</sup> Siehe FUNK UND TON, Bd. 1 (1947), S. 162—164.



Gleichrichtern, den insgesamt gleich  $2 \cdot E$  ist. Jeder über diesen Wert hinausgehende Spannungsbetrag an den Eingangsklemmen bricht daher zusammen. Es läßt sich leicht zeigen, daß diese Grenzspannung auch für beliebige Momentanwerte der Schaltspannung  $\mathcal{U}_T$  gültig ist, so daß der Ringmodulator nur Spannungen verzerrungsfrei gleichrichten kann,

deren Amplituden nicht größer als  $\pm 2 \cdot E$  sind.

Es sieht nun zunächst so aus, als könne man die Grenzspannung für die verzerrungsfreie Gleichrichtung ohne weiteres dadurch heraufsetzen, daß man nach Abb. 3 mit jedem Gleichrichterelement eine Vorspannungsbatterie mit der Spannung  $E_B$  so in Reihe legt, daß dadurch die scheinbare Spannungsschwelle des einzelnen Gleichrichters auf den Wert  $(E + E_B)$  heraufgesetzt wird; hierdurch müßte die höchstzulässige Amplitude am Modulatoreingang auf

$$\mathcal{U}_B \leq \pm 2 \cdot (E + E_B) \quad (4)$$

ansteigen<sup>2)</sup>. Tatsächlich ist auf diese Weise eine einwandfreie Gleichrichtung auch größerer Wechselspannungen mit dem Ringmodulator möglich, wenn man die Eigenschaften dieses vorgespannten Ringmodulators gebührend berücksichtigt.

In erster Linie ist zu bedenken, daß die Eingangsspannung jetzt so groß ist, daß durch sie ein Spannungsabfall an den nichtdurchlässigen Gleichrichtern entsteht, der in nicht mehr zu vernachlässigender Weise den Einsatzpunkt der Stromdurchlässigkeit, der eigentlich nur von der sinusförmigen Schaltspannung  $\mathcal{U}_T$  bestimmt sein soll, beeinflußt. Sind a und b in Abb. 3 die beiden Gleichrichter, die während der zu betrachtenden Halperiode der Schaltspannung durch diese eigentlich gleichzeitig geöffnet werden sollen, dann treten an den zunächst noch gesperrten Gleichrichtern a und b die Spannungen

$$\mathcal{U}_a = \mathcal{U}_T - E_B + \frac{\mathcal{U}_B \cdot R}{R_B + 2 \cdot R} \quad (5)$$

und

$$\mathcal{U}_b = \mathcal{U}_T - E_B - \frac{\mathcal{U}_B \cdot R}{R_B + 2 \cdot R} \quad (6)$$

auf, und der Gleichrichter a wird früher als der Gleichrichter b stromführend, wenn  $\mathcal{U}_B$  positiv ist. Es gibt also einen gewissen Zeitraum, wo durch den Gleichrichter a der Strom  $J_a$  fließt, der Gleichrichter b aber noch gesperrt ist; der Strom  $J_a$  ist aber die Ursache für eine weitere Spannung am Gleichrichter b und verzögert den Stromeinsatz durch diesen

<sup>2)</sup> M. J. Tucker: A High Voltage Ring Modulator, Electronic Engineering, Band 21, Juli 1949, Seite 239—242.

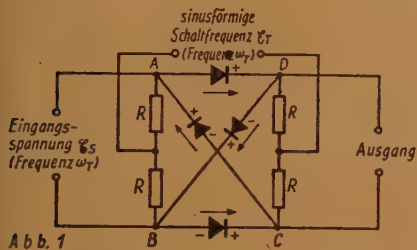


Abb. 1

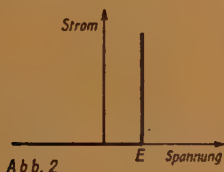


Abb. 2

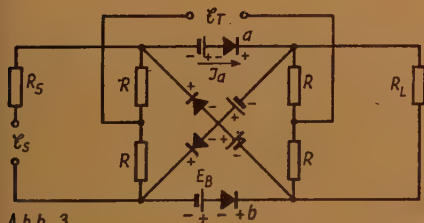


Abb. 3

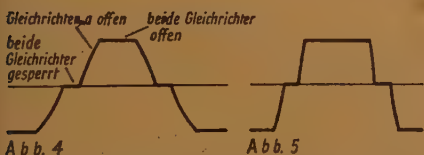


Abb. 4

Abb. 5

Abb. 1. Die einfachste Schaltung des Ringmodulators als phasempfindlicher Gleichrichter

Abb. 2. Kennlinie des idealen Gleichrichterelementes

Abb. 3. Ringmodulator mit konstanter Vorspannung

Abb. 4. Spannung mit großen Verzerrungen am Ausgang des vorgespannten Ringmodulators. Amplitude der Schaltspannung 60 Volt, Vorspannung 30 Volt, Signalspannung 40 Volt Gleichspannung

Abb. 5. Ausgangsspannung wie in Abb. 4 bei einer Amplitude der Schaltspannung von 120 Volt

Gleichrichter noch mehr, an dem nunmehr die Gesamtspannung

$$E_B = E_T - E_B - \frac{E_a \cdot R}{R_a + 2 \cdot R} - K \cdot J_a \quad (7)$$

liegt.  $K$  ist eine Funktion der Widerstände  $R_a$ ,  $R_L$  und  $R$ , sowie von  $E_a$ . In der Zeitspanne, in welcher der Gleichrichter a schon geöffnet, der Gleichrichter b aber noch gesperrt ist, treten am Ausgang des Modulators Komponenten sowohl von der Eingangsspannung  $E_a$  als auch von der Schaltspannung  $E_T$  auf. Abb. 4 zeigt die Kurvenform der Ausgangsspannung, wenn am Modulator-eingang eine Gleichspannung von 40 Volt liegt und  $E_B = 30$  Volt, die Amplitude  $E_T$  der Schaltspannung 60 Volt ist. Sobald der Gleichrichter a stromführend wird, steigt die Spannung stetig in der Form der Schaltspannung an (weil die Eingangsspannung eine Gleichspannung ist), bis die Ausgangsspannung gleich der Eingangsspannung geworden ist. Jetzt wird auch der Gleichrichter b geöffnet, und von nun an wird die Ausgangsspannung nur durch die Eingangsspannung bestimmt. Abb. 5 zeigt den Verlauf der Ausgangsspannung unter den gleichen Verhältnissen, wenn die Amplitude der Schaltspannung auf 120 Volt erhöht wird. Im Idealfalle müßte die Ausgangsspannung einen rechteckigen Verlauf aufweisen.

Um die Verzerrungen möglichst klein zu halten, die durch die endlichen Werte von  $E_B$  und  $E_a$  hervorgerufen werden, auch wenn  $E_a$  die durch Gleichung (4) gezogene Grenze

nicht überschreitet, ist den folgenden drei Forderungen möglichst weitgehend Rechnung zu tragen. Durch sie soll der Unterschied zwischen den Öffnungszeiten der beiden Gleichrichter nach Möglichkeit vermindert werden:

1. Die sinusförmige Schaltspannung  $E_T$  soll möglichst große Amplituden haben, damit deren Flanken recht steil verlaufen und die Umschaltung recht schnell erfolgt.
2. Die Vorspannung  $E_B$  soll so klein gehalten werden, wie nach Gleichung (4) noch gerade zulässig ist; auf diese Weise werden die Verzerrungen auf den steilsten Abschnitt der Schaltspannung, d. h. auf den kürzesten Zeitraum beschränkt.
3. Die Widerstände  $R_a$  und  $R_L$  müssen möglichst groß gegen die Widerstände  $R$  sein, weil dadurch der Betrag von  $K \cdot J_a$  den kleinsten Wert annimmt.

Schaltungsmäßig am zweckmäßigsten ist es, wenn man die Vorspannung  $E_B$  statt durch eine Batterie automatisch, ähnlich wie bei Verstärkerröhren, durch einen Vorwiderstand mit Parallelkondensator herstellt. Die Vorspannung  $E_B$  steht dann immer in einem konstanten Verhältnis zur Amplitude von  $E_T$ , wobei sich die Größe dieses Verhältnisses nach dem Wert des Vorwiderstandes im Vergleich zu dem Widerstand  $R$  richtet. In Abb. 6 ist die vollständige Schaltung eines nach diesen Gesichtspunkten entworfenen Gleichrichters wiedergegeben. Als Gleichrichterelemente sind nach Möglichkeit Dioden zu verwenden, da der Sperrwiderstand von

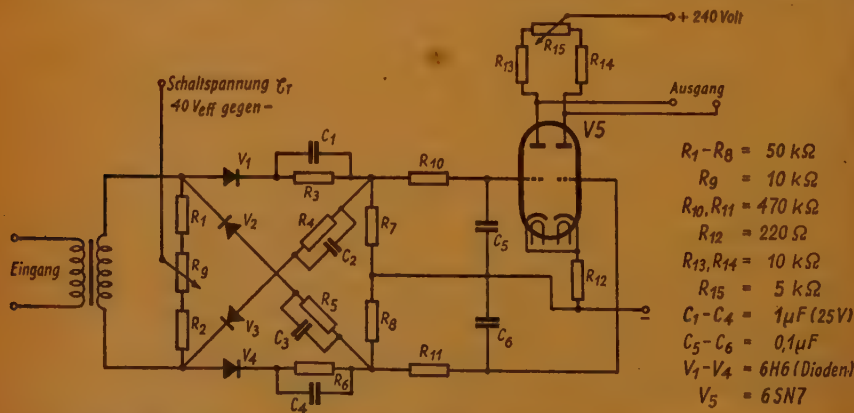


Abb. 6. Vollständige Schaltung eines phasempfindlichen Gleichrichters mit automatischer Vorspannung im Ringmodulator für Tonfrequenzen

Kristall- und Metallgleichrichtern durch- so große Spannungen in Sperr-Richtung, wie sie hier auftreten, zu stark herabgesetzt wird, was die Arbeitsweise des Demodulators beeinträchtigen würde. Weiter ist zu beachten, daß durch die automatische Erzeugung der Vorspannungen, genau so wie bei Verstärker- röhren mit automatischer Gittervorspannung, die Dämpfung des Demodulators mit ab- nehmender Modulationsfrequenz anwächst; dieser Anstieg der Dämpfung kann in ge- wissem Maße durch die Kondensatoren  $C_g$  und  $C_a$  ausgeglichen werden. Die Kondensatoren dürfen aber nicht zu groß sein, da sonst die Spannung am Modulatorausgang nicht mehr eine lineare Funktion von  $\cos \Theta$  ist.

Die in Abb. 6 gezeigte Schaltung ist zur phasenempfindlichen Gleichrichtung von Ton- frequenzen bis herab zu 50 Hertz geeignet und hat eine Empfindlichkeit (bei kurzgeschlos- senen Ausgangsklemmen) von ungefähr 1,25 mA für ein Volt<sub>eff</sub> Eingangsspannung.

## Die wirksamen Röhrenkapazitäten von Trioden

Die zahlreichen Versuche, eindeutige Bezie- hungen zwischen den Arbeitsbedingungen und den Elektrodenkapazitäten von Verstärker- und Oszillatorröhren aufzufinden, und die teilweise sich widersprechenden Ergebnisse dieser Untersuchungen lassen sehr eindrucks- voll die großen experimentellen Schwierig- keiten hervortreten, die sich der Messung so kleiner Absolutwerte, wie sie die Änderungen der Röhrenkapazitäten bei verschiedenen Arbeitsbedingungen bedeuten, entgegenstel- len. Andererseits ist es wichtig, das Verhalten der Röhrenkapazitäten bei einer Änderung der Betriebsverhältnisse zu kennen, da der Ein- fluß der Röhrenkapazitäten auf die Frequenz- konstanz von Röhrenoszillatoren eine um so größere Rolle spielt, je besser es gelingt, andere frequenzbeeinflussende Faktoren in Oszillatorschaltungen konstant zu halten.

Als gesichertes Ergebnis, das von allen Un- tersuchungen bestätigt wird, kann man eigent- lich nur die an sich hinreichend bekannte Zu- nahme der Gitter-Katodenkapazität  $C_{gk}$  mit dem Anodenstrom und die gleichzeitige Ab- nahme der Gitter-Anodenkapazität  $C_{ga}$  an- sehen, wobei die prozentuale Abnahme von  $C_{ga}$  geringer als die prozentuale Zunahme von  $C_{gk}$  ist. Ferner steht zweifelsfrei fest, daß die Kapazitätsänderung gegenüber der anoden- stromlosen Röhre bei gleichem Anodenstrom

um so größer ist, je niedriger die Anoden- spannung ist. Interessanter, aber keineswegs einwandfrei geklärt, ist die Frage, welcher Zu- sammenhang zwischen den Kapazitäts- änderungen  $\Delta C_{gk}$  bzw.  $\Delta C_{ga}$  und der Steil- heit  $S$  oder dem Verstärkungsfaktor  $\mu$  der Röhre besteht. Neuere Untersuchungen, bei denen die Röhrenkapazitäten von Trioden in einer Brückenschaltung mit 0,5 MHz ge- messen wurden, scheinen jedenfalls zu zeigen, daß der erwartete lineare Zusammenhang zwischen den Kapazitätsänderungen  $\Delta C_{gk}$  bzw.  $\Delta C_{ga}$  und der Röhrensteilheit  $S$  nur für kleinere Anodenströme besteht<sup>1)</sup>. Die Ab- bildungen 1 und 2 geben die Meßergebnisse für die indirekt geheizte Triode MH 4 (Abb. 1) und die direkt geheizte Triode PX 4 (Abb. 2) wieder.

Die Vermutung, daß die Änderung der Kapa- zitätsgröße ( $C_{gk} + C_{ga}$ ) das  $\mu$ -fache der Änderung von  $C_{ga}$  allein betragen müßte, schien zunächst für die indirekt geheizte Triode kaum, für die direkt geheizte Triode dagegen recht gut bestätigt zu werden. In

Abb. 3 ist der Verlauf der Größe  $\frac{\Delta(C_{gk} + C_{ga})}{\Delta C_{ga}}$

und des Verstärkungsfaktors  $\mu$  für die in- direkt geheizte, in Abb. 4 für die direkt ge- heizte Triode dargestellt. Während im letzte- ren Falle eine recht gute Übereinstimmung der beiden Kurven besteht, ist im ersteren Falle die Kapazitätsänderung durchweg grö- ßer als der Verstärkungsfaktor. Diese Dis- krepanz kann aber durch einen Raum- ladungseffekt erklärt werden: Wählt man die negative Gittervorspannung  $E_1$  der Röhre so, daß gerade noch kein Emissionsstrom zu fließen beginnt, so ist ein fast sprunghafter Anstieg der Gitter-Katodenkapazität gegen- über der vollkommen gesperrten Röhre zu beobachten, obwohl ja noch kein eigentlicher Anodenstrom fließen kann. Dieser Kapazitäts- anstieg wird durch die Bewegung der Raum- ladung verursacht, die sich zwischen Gitter und Katode bildet. Die Bewegung der Raum- ladung wird durch die an und für sich kleine Wechselfeldspannung  $E_2$  der Meßfrequenz von 0,5 MHz hervorgerufen. Der durch diese Be- wegung der Raumladung bewirkte Strom,

der der Größe  $\frac{E_2 \cdot \omega \cdot \cos(\omega t)}{E_1^2}$  proportional

und somit kapazitiv ist, nimmt erst kurz vor

<sup>1)</sup> E. E. Zepler und J. Hekner, Triode Interelectrode Capacitances, Wireless Engineer, Band 26 (1949), Seite 53.



dem Einsatz des Anodenstromes einen ins Gewicht fallenden Wert an und addiert sich zu dem Anodenstrom. Zieht man die durch diesen Raumladungstrom herbeigeführte sprunghafte Kapazitätsänderung von der durch den Emissionsstrom verursachten Kapazitätsänderung ab, so wird die Übereinstimmung zwischen  $\mu$  und der Größe  $\frac{\Delta(C_{gk} + C_{ga})}{\Delta C_{ga}}$  auch bei der indirekt geheizten

$\Delta C_{ga}$

Röhre sehr viel besser, als man der Abb. 3 entnimmt. Für die direkt geheizte Röhre gibt es diese Korrektur nicht, da infolge des Spannungsabfalles am Heizfaden bereits an dessen negativem Ende Emission einsetzt, wenn der durch die Raumladungsbewegung erzeugte Strom an den übrigen Teilen des Heizfadens noch kaum einen nennenswerten Betrag angenommen hat.

Tatsächlich scheint in erster Linie die Änderung der Elektronendichte am Gitter, und nicht die Änderung des Anodenstromes an sich, die primäre Ursache für die Kapazitätsänderungen zu sein, so daß die unvollkommene Proportionalität mit der Röhrensteilheit nicht verwunderlich wäre. Für gleiche Röhrensteilheit kann man die größten Kapazitätsänderungen erwarten, wenn die Elektronengeschwindigkeiten am Steuergitter am niedrigsten sind.

Aber noch ein anderer Umstand macht seinen Einfluß auf die Röhrenkapazitäten geltend. Bei der Getterung oder durch Verdampfung von Katodenmaterial können auf den Halterungen der Elektroden äußerst dünne Metallschichten entstehen, die eine — wenn auch äußerst geringe — Leitfähigkeit zwischen den Elektroden herstellen können. Selbst wenn

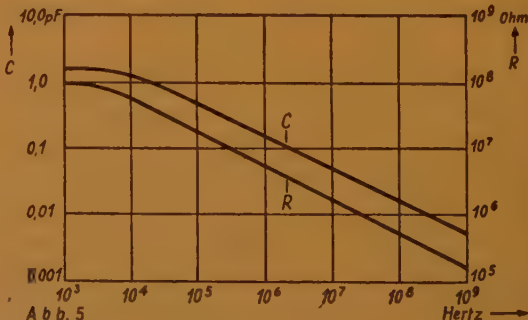
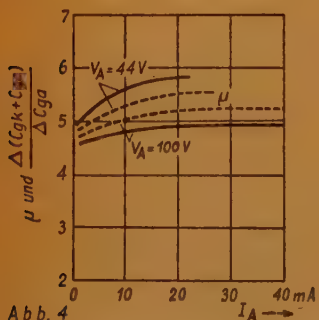
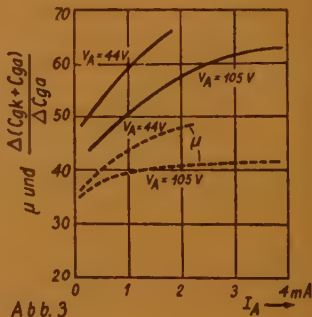
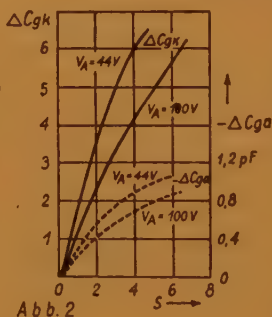
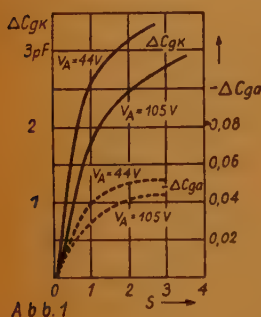


Abb. 1 und 2. Die Kapazitätsänderungen  $\Delta C_{gk}$  und  $\Delta C_{ga}$  in Abhängigkeit von der Röhrensteilheit  $S$  für eine indirekt geheizte Triode (Osram MH 4) in Abb. 1 und für eine direkt geheizte Triode (Osram PX 4) in Abb. 2

Abb. 3 u. 4. Der Verlauf der Größe  $\frac{\Delta(C_{gk} + C_{ga})}{\Delta C_{ga}}$  und des Verstärkungsfaktors  $\mu$  für die indirekt geheizte Triode (Abb. 3) und die direkt geheizte Triode (Abb. 4)

Abb. 5. Die Frequenzabhängigkeit von Kapazität und Widerstand einer dünnen Schicht zwischen zwei Elektroden

diese Schichten einen Widerstand von 1000 Megohm oder mehr haben und die einwandfreie Funktion der Röhre nicht beeinträchtigen, so werden durch sie doch die Röhrenkapazitäten in nicht zu vernachlässigender Weise verändert<sup>2)</sup>. Sowohl der Ohmsche Widerstand als auch die Kapazität dieser Widerstandsschichten sind frequenzabhängig und haben ihren größten Wert für niedrige Frequenzen, d. h. sie machen sich hauptsächlich bei niedrigen Meßfrequenzen bemerkbar. Sie bleiben für niedrige Frequenzen verhältnismäßig konstant und nehmen bei höheren Frequenzen umgekehrt proportional mit der Quadratwurzel der Frequenz ab. In Abb. 5 ist die Frequenzabhängigkeit von Widerstand R und Kapazität C einer gleichmäßigen Widerstandsschicht zwischen zwei Elektroden aufgezeichnet. Bei einem Widerstand von 100 Megohm und einer Kapazität von 1,63 pF für niedrige Frequenzen sinkt die Kapazität bei 1 MHz auf 0,08 pF und bei 600 MHz auf 0,0033 pF ab. Diese Kapazitäten

Röhre	Leitfähigkeit zwischen den Elektroden (bei 1 MHz), in $10^{-6} \cdot 1/\text{Ohm}$	Kapazität (in pF)	
		bei 1 MHz	bei 1600 Hz
1	0,0	1,85	1,90
2	0,0	2,20	2,20
3	0,05	1,80	1,90
4	0,4	2,12	4,00
5	1,7	3,18	5,00
6	2,85	2,75	3,97

addieren sich zu den eigentlichen Röhrenkapazitäten hinzu. Die Schichten spielen demnach bei höheren Frequenzen praktisch keine Rolle mehr, täuschen aber bei niedrigen Frequenzen eine nicht zu vernachlässigende Erhöhung der Röhrenkapazitäten vor. Aus der nachstehenden Tabelle geht hervor, daß man mit einer Meßfrequenz von 1600 Hz eine wesentlich höhere Röhrenkapazität mißt als mit 1 MHz, wenn sich zwischen den Elektroden eine schwach leitende Schicht befindet, die mit den beiden Frequenzen gemessenen Kapazitäten aber praktisch gleich sind, wenn die Leitfähigkeit zwischen den Elektroden null ist. Dr. F.

(Umfang der Originalarbeit zu <sup>1)</sup> 6 Seiten, zu <sup>2)</sup> 3 Seiten.)

<sup>2)</sup> E. G. James und B. L. Humphreys, Resistive Films in Valves, Wireless Engineer, Band 26 (1949), H. 3, Seite 93.

## „Multiplex“, die Vielkanaltelefonie mit impulsmodulierten Ultrakurzwellen

Schon Anfang dieses Jahrhunderts hatte man erkannt, daß es bei der Übertragung von Sprache genügt, von den Sprachwellen nur wenige und ganz kurze Stücke vom Sender zum Empfänger weiterzuleiten, um eine ausreichende Verständlichkeit zu erzielen. In dem Empfänger werden diese kurzen Ausschnitte aus der Wellenform wieder zu einem fortlaufenden Kurvenzug ergänzt, der der ursprünglichen Sprachwelle ausreichend ähnlich ist und eine gut zu verstehende Sprachwiedergabe ermöglicht. So kann man beispielsweise eine sinusförmige Kurve lediglich durch drei oder vier kurze Impulse von regelmäßigem, aber verhältnismäßig großem Abstand wiedergeben (Abb. 1), deren Amplitude mit der Amplitude der Sinuswelle in dem betreffenden Zeitpunkt übereinstimmt. Die drahtlose Übertragung vom Sender zum Empfänger erfolgt dann also nicht in Form einer kontinuierlichen Hochfrequenzwelle, deren Amplitude im Takte der Sprachfrequenz moduliert ist, sondern in Gestalt von kurzen, rechteckigen Hochfrequenzimpulsen, aus deren Amplituden sich die Sprachwelle im Empfänger rekonstruieren läßt. Da man die Länge der einzelnen Impulse sehr klein, deren gegenseitigen Abstand daher recht groß machen kann, entsteht zwischen den Impulsen immer eine Zeitspanne, in welcher der Übertragungsweg gar nicht benutzt wird und für andere Aufgaben zur Verfügung steht.

Während dieser „Pausen“ hat man somit Zeit, weitere Mikrofonspannungen in der gleichen Weise abzutasten. Die von den verschiedenen Mikrofonkanälen herrührenden Abtastimpulse werden dann immer in der gleichen Reihenfolge ineinandergeschachtelt, etwa so, daß auf den ersten Impuls des ersten Kanals der erste Impuls des zweiten Kanals, dann der erste Impuls des dritten Kanals und so fort folgt, bis zum ersten Impuls des letzten Kanals, an den sich wieder der zweite Impuls des ersten Kanals anschließt usw.

Bei den neuesten Anlagen, die nach dem sogenannten „Multiplex-Verfahren“ arbeiten, können in der geschilderten Weise gleichzeitig 24 Sprachkanäle abgetastet, das heißt 24 Gespräche gleichzeitig auf derselben Wellenlänge geführt werden. Das wichtigste Problem des Multiplex-Systems besteht auf der Senderseite in der richtigen Einordnung der von den verschiedenen Sprachkanälen

kommenden Impulse zu einem regelmäßigen Impulszug und die Aussortierung der Impulse aus diesem Zuge auf die einzelnen Kanäle im Empfänger.

Da man für eine ausreichende Sprachverständlichkeit nur die Frequenzen bis etwa 3000 Hertz zu übertragen braucht und auch die höchste zu übertragende Frequenz mit wenigstens drei Impulsen je Schwingung abgetastet werden muß, sind für jeden Kanal rund 9000 Impulse je Sekunde erforderlich. Die genaue Impulszahl ist bei den neuen Anlagen 8950 je Sekunde, so daß die Impulse in jedem Kanal einen zeitlichen Abstand von 112 Mikrosekunden haben; der einzelne Impuls hat eine Länge von nur einer halben Mikrosekunde. Bei 24 Sprachkanälen und einem Kanal für die Synchronzeichen, die man im Empfänger zum Aussortieren der Impulse auf die 24 Kanäle benötigt, haben dann die ineinandergeschachtelten Impulse einen zeitlichen Abstand von 4,3 Mikrosekunden (Abb. 2). Diesen im Verhältnis zur Impulslänge noch recht großen Abstand braucht man, da es zweckmäßiger ist, nicht die Amplitude der Rechteckimpulse durch die Tonfrequenz modulieren zu lassen, sondern deren Amplitude unverändert zu lassen und statt dessen den zeitlichen Abstand der Impulse von ihrer Mittellage zu variieren. Diese Abstandsmodulation ist sehr viel weniger störanfällig als die Amplitudenmodulation. Wie man die Abstandsmodulation erreichen kann, erkennt man aus der Abb. 3: der Mikrofonspannung werden dreieckige Spannungsimpulse gleicher Amplitude überlagert, und immer, wenn die Summe der beiden Spannungen eine bestimmte Schwellenspannung durchläuft, wird der zu übertragende Rechteckimpuls ausgelöst. Der Zeitpunkt der Auslösung ist dann eine lineare Funktion der augenblicklichen Mikrofonspannung.

Um die kurzen Signalimpulse mit genügender Flankensteilheit übertragen zu können, muß man einen hochfrequenten Träger von mindestens 400 bis 500 MHz anwenden. Man kommt also in das Gebiet der Ultrakurzwellen (0,6 bis 0,75 m), und die Entfernung zwischen Sender und Empfänger ist wegen der geradlinigen Ausbreitung dieser Wellen auf die optische Sichtweite begrenzt. Für längere Übermittlungswege muß man Ketten von Relaisstationen bilden.

Die Abb. 4 zeigt Sender und Empfänger des Multiplex-Systems im Schema; der Übersichtlichkeit halber ist die Anordnung nur für einen Kanal eingezeichnet. Der Impuls-

generator liefert einen fortlaufenden Zug von kurzen Rechteckimpulsen mit einem regelmäßigen Abstand von 4,3 Mikrosekunden und verteilt diese auf die 24 Sprechkanäle. Jeder fünfundzwanzigste Impuls dient als Synchron-

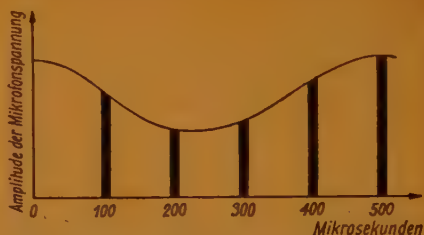


Abb. 1. Zur Übertragung von Sprachwellen genügt die Weiterleitung von ganz wenigen Momentanwerten der Mikrofonspannung

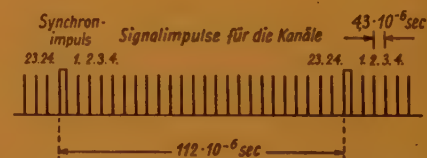


Abb. 2. Die zeitliche Folge von Signal- und Synchronimpulsen bei der impulsmodulierten Multiplex-Anlage mit 24 Gesprächskanälen

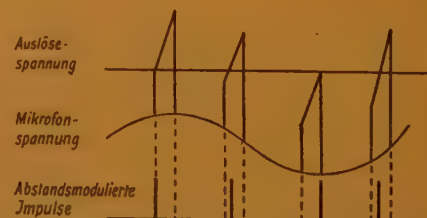


Abb. 3. Die Abstandsmodulation der Signalimpulse erfolgt durch dreieckige Impulse, die der Mikrofonspannung überlagert werden

impuls, der über einen besonderen Verstärker geleitet und dort auf eine Länge von zwei Mikrosekunden gedehnt wird, um ihn von den kürzeren Signalimpulsen zu unterscheiden. Die modulierten Signalimpulse werden dann in einer Mischstufe wieder ineinandergeschachtelt und ausgesendet. Im Empfänger werden die Signalimpulse wieder voneinander



getrennt und den verschiedenen Kanälen zugeleitet.

Bemerkenswert an dem Multiplex-System ist die Art und Weise, wie die Verteilung der Impulse, die der Impulsgenerator des Senders

4,3 Mikrosekunden verschieden ist und das Synchronzeichen gerade in dem Augenblick bei jedem Kanal eintrifft, wenn der zu diesem Kanal gehörende Signalimpuls von dem Oszillator A abgegeben wird. Der betreffende

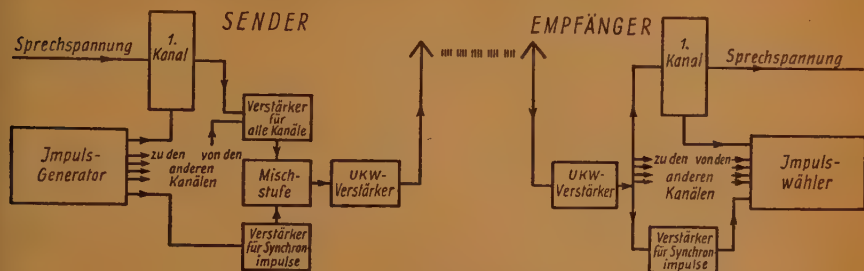


Abb. 4. Schematische Anordnung von Sender und Empfänger der Multiplex-Anlage

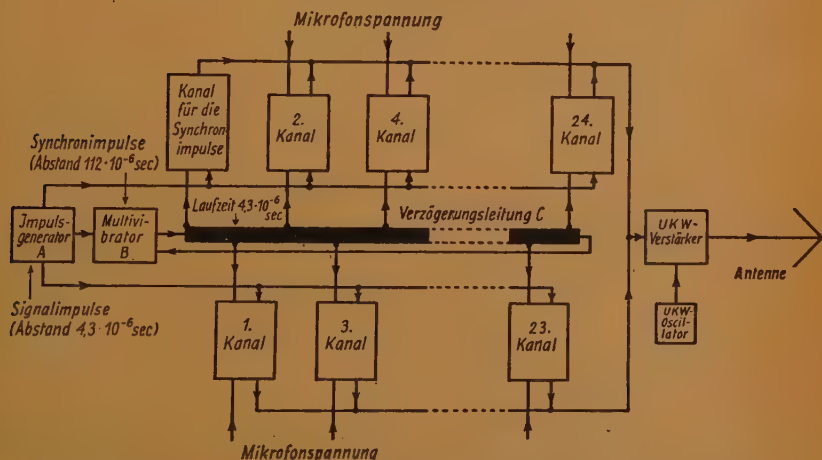


Abb. 5. Die Verteilung der Signallimpulse auf die 24 Kanäle mittels einer Verzögerungsleitung

erzeugt, auf die richtigen Kanäle vor sich geht. Ein kristallgesteuerter Oszillator (A in Abb. 5) liefert einmal alle 4,3 Mikrosekunden einen rechteckigen Signalimpuls und steuert gleichzeitig den Multivibrator B, der alle 112 Mikrosekunden — gemäß Abb. 2 immer nach 24 Signalimpulsen — den Synchronimpuls abgibt. Während die Signalimpulse unmittelbar zu den Kanälen 1...24 geführt werden, gelangt der Synchronimpuls über eine Verzögerungsleitung C zu den Kanälen. Die Kanäle sind so an diese Verzögerungsleitung angeschlossen, daß die Laufzeit des Synchronzeichens zu allen Kanälen um

Kanal kann nur den Signalimpuls aufnehmen, der gleichzeitig mit dem Synchronimpuls bei ihm eintrifft, ist aber für alle anderen Signalimpulse gesperrt. Die Verzögerungsleitung muß demnach so bemessen sein, daß die Laufzeit des Synchronimpulses bis zum ersten Kanal 4,3 Mikrosekunden und dann zu jedem folgenden Kanal jeweils weitere 4,3 Mikrosekunden beträgt.

Im Empfänger geschieht die Trennung der Signalimpulse in ganz analoger Weise. Der Synchronimpuls kann wegen seiner größeren Länge von den Signalimpulsen abgetrennt werden und wird dann zu dem Impuls-wähler

weitergeleitet. Dieser besteht aus einer ganz ähnlichen Verzögerungsleitung, wie sie der Sender enthält, und gibt den Synchronimpuls an jeden Kanal mit einer anderen zeitlichen, und zwar wieder um 4,3 Mikrosekunden verschiedenen Verzögerung weiter. Jeder Kanal nimmt wieder nur diejenigen Signalimpulse auf, die gleichzeitig mit dem Synchronimpuls bei ihm ankommen, und läßt alle anderen Signalimpulse unberücksichtigt, so daß bei richtigem Anschluß der Kanäle an die Verzögerungsleitung die empfangenen Signalimpulse wieder einwandfrei auf die 24 Kanäle aufgeteilt werden.

Dr. F.

## Frequenzmessung hoher Genauigkeit im Zentimeterwellenbereich

Die Frequenzbestimmung durch Vergleich der unbekannten Frequenz mit der Grundschwingung oder einer Harmonischen eines als Frequenznormal dienenden temperaturstabilisierten Quarzoszillators liefert zwar außerordentlich genaue Ergebnisse, versagt aber, wenn die zu messende Frequenz über einen hundert Megahertz liegt. Das liegt einfach daran, daß es nicht gelingt, Quarzoszillatoren zu bauen, welche derartig hohe Vergleichsfrequenzen mit der erforderlichen Genauigkeit und Konstanz abgeben. Oder man müßte so hohe Harmonische des Quarzoszillators als Vergleichsfrequenz wählen, daß schon dadurch die Eindeutigkeit und Genauigkeit der Messung gefährdet würde.

Für die Messung von Frequenzen oberhalb von 1000 MHz hat man sich daher statt des unmittelbaren Vergleiches der unbekannten Frequenz mit der Grundfrequenz oder einer Harmonischen des Meßoszillators mit einem mittelbaren Verfahren mit mehreren Zwischenstufen begnügen müssen. Bei dem gebräuchlichsten indirekten Verfahren dieser Art, das in Abb. 1 schematisch angedeutet ist, wird die unbekannte Frequenz  $F_x$  mit einer Oberwelle des zwischen 300 und 600 MHz einstellbaren Oszillators  $F_1$  überlagert und  $F_1$  so eingestellt, daß die Schwebungsfrequenz am Ausgang der Mischstufe null wird. Dann wird in der gleichen Weise der so eingestellte Oszillator  $F_1$  mit einer Oberwelle des zwischen 20 und 40 MHz veränderlichen Oszillators  $F_2$ , und dann dessen Grundfrequenz mit einer Oberwelle des zwischen 1 und 2 MHz regelbaren Oszillators  $F_3$  zur Deckung gebracht. Die Einstellung des Oszillators  $F_3$  wird dann schließlich mit einer Harmonischen des mit 100 kHz schwingenden Quarzoszillators verglichen, so daß auf diese Art zwischen dem

Quarzoszillator und der Einstellung des Oszillators  $F_1$  eine Beziehung hergestellt wird. Zur Verdichtung der Eichpunkte auf der Meßskala von  $F_3$  kann noch ein von dem Quarzoszillator gesteuerter Multivibrator herangezogen werden, dessen Frequenz sozusagen eine Subharmonische der Grundschwingung des Quarzoszillators ist. Obwohl die Genauigkeit dieses Verfahrens allen Anforderungen genügt, erfreut es sich keiner sehr großen Beliebtheit, weil man zur Geringhaltung der Zahl der Zwischenstufen recht hohe Harmonische zum Vergleich heranziehen muß und viel Erfahrung, Geschick und Glück dazu gehören, die Ordnungszahl der zum Vergleich verwendeten Harmonischen richtig zu bestimmen. Beim Durchdrehen der Oszillatorstufen wird man eine große Anzahl von gleich

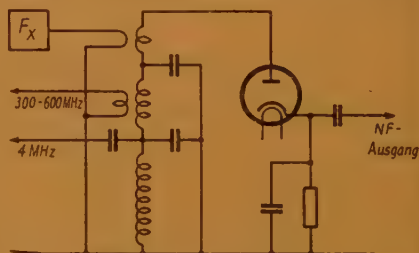


Abb. 1. Schematische Anordnung für die übliche Messung sehr hoher Frequenzen

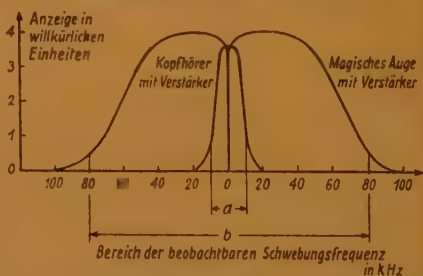


Abb. 2. Schematische Anordnung zur Messung sehr hoher Frequenzen nach dem neuen Verfahren

starken und dicht beieinander liegenden Schwebungsstellen im Kopfhörer feststellen, und es ist fast aussichtslos, zu erkennen, bei welcher Oberwelle man sich gerade befindet. Es ist daher außerordentlich schwierig, mit diesem an und für sich sehr genauen Verfahren eindeutige Meßergebnisse zu gewinnen.

Ein jetzt vorgeschlagenes Meßverfahren, das bei gleich großer Meßgenauigkeit bedeutend einfacher in der Durchführung ist und zwangsläufig eindeutige Meßresultate ergeben muß,

dürfte daher interessant genug sein, um hier wenigstens in den Grundzügen kurz beschrieben zu werden, ohne daß auf die von dem Autor gemachten schaltungsmäßigen Erörterungen der Meßapparatur weiter eingegangen werden soll<sup>1)</sup>. Das eigentliche Kennzeichen des neuen Verfahrens besteht darin, daß nicht — wie bisher durchweg üblich — die unbekannte Frequenz mit einer Harmonischen des Meßoszillators durch Beobachtung der Schwebungen im Kopfhörer zur Deckung gebracht wird, sondern daß zunächst die Grundfrequenz  $F$  des Meßoszillators mit einer Oberwelle des als Normal dienenden Quarzoszillators in Übereinstimmung gebracht und dann der Frequenzabstand der unbekannten Frequenz  $F_x$  von der nächstgelegenen Harmonischen  $n \cdot F$  des unverändert gelassenen Meßoszillators festgestellt wird. Da

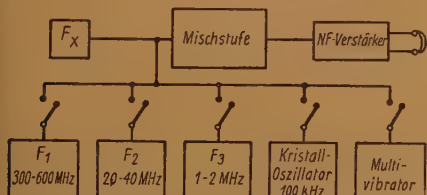


Abb. 3. Als Abstimmorgan des Bezugoszillators (1) dient ein Schmetterlingskreis

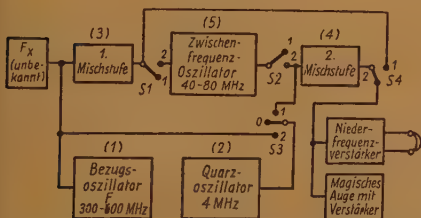


Abb. 4. Die Einstellung auf die Schwebungsfrequenz null erfolgt mit Kopfhörer und Magischem Auge. Die Kurven zeigen den Ansprechbereich dieser beiden Kontrollmittel in Abhängigkeit von der Schwebungsfrequenz

der Frequenzabstand ( $F_x - n \cdot F$ ) klein gegen  $F_x$  selbst ist, machen sich Fehler in der Messung des Frequenzabstandes prozentual in stark verringertem Maße bei  $F_x$  bemerkbar. Außerdem gestattet das Verfahren eine fast automatische Feststellung der zur Messung benutzten Harmonischen des Meßoszillators, wie noch gezeigt werden soll, so daß mehrdeutige Messungen ausgeschlossen sind.

<sup>1)</sup> W. F. Brown: Accurate Frequency Measurement, Wireless Engineer, Bd. 26, Nr. 310, Juli 1949, S. 218/229.

An Hand der Abb. 2, die die Meßapparatur im Prinzip schematisch wiedergibt, seien die einzelnen Schritte einer Frequenzmessung erläutert. Die Messung der Frequenzdifferenz ( $F_x - n \cdot F$ ) zwischen der unbekannten Frequenz  $F_x$  und einer Oberwelle  $n \cdot F$  des Bezugoszillators (1), der mittels eines Schmetterlingskreises nach Abb. 3 zwischen den Frequenzen 300 und 600 MHz einstellbar ist, erfolgt mit einem Zwischenfrequenzoszillator (5), dessen Frequenz zwischen 40 und 80 MHz regelbar ist. Zunächst wird dieser ZF-Oszillator mit Hilfe des Eichoszillators (2), eines mit genau 4 MHz schwingenden und stabilisierten Quarzoszillators, geeicht (Schalterstellungen in Abb. 2:  $S_1: 1, S_2: 2, S_3: 2, S_4: 2$ ). Diese Eichung ist nicht sehr kritisch, da, wie schon erwähnt, der hier verursachte Fehler im Meßergebnis prozentual stark vermindert in Erscheinung tritt. Die in der zweiten Mischstufe (4), einer Diode oder einem Kristallgleichrichter, mit den Oberwellen des Quarzoszillators erzeugten Schwebungen werden sowohl mit einem Magischen Auge als auch mit einem Kopfhörer beobachtet. Infolge des frequenzmäßig größeren Anzeigebereiches des Magischen Auges (siehe Abb. 4) ist die Auffindung der Schwebungsstellen und die exakte Einstellung auf die Schwebungsfrequenz null sehr erleichtert.

Dann wird der Bezugoszillator (1) durchgedreht und eine beliebige Schwebung mit der unbekannten Frequenz  $F_x$  gesucht (Schalterstellungen:  $S_1: 1, S_2: 2, S_3: 0, S_4: 1$ ). Der Bezugoszillator (1) braucht dazu nur eine grob geeichte Skala zu haben, die nur ungefähr erkennen läßt, bei welcher Grundfrequenz  $F$  eine Schwebung der Harmonischen  $n \cdot F$  mit  $F_x$  eintritt. Die in der ersten Mischstufe (3) erzeugte Schwebung wird wieder mit Magischem Auge und Kopfhörer verfolgt und durch entsprechende Einstellung des Oszillators (1) auf die Frequenz null gebracht. Beispielsweise erhalte man so für  $F$  eine Einstellung auf 525 MHz. Die Prinzipschaltung der ersten Mischstufe (3) zeigt die Abb. 5. Wenn jetzt der ZF-Oszillator (5) eingeschaltet wird, verschwinden die Schwebungen (Schalterstellungen:  $S_1: 2, S_2: 2, S_3: 0, S_4: 2$ ). Dafür treten nun Schwebungen auf, wenn man den Bezugoszillator (1) etwas oberhalb von  $F$  auf die Frequenz  $F_1$  (z. B. 528 MHz), oder um den gleichen Betrag unterhalb von  $F$  auf  $F_2$  (z. B. 522 MHz) einstellt; diese Schwebungen werden gleich Null, wenn die Bedingungen

$$(n \cdot F_1 - n \cdot F) = (n \cdot F - n \cdot F_2) = f$$

erfüllt sind.  $f$  ist die am ZF-Oszillator (5) ein-



gestellte Schwingfrequenz und möge in diesem Beispiel gleich 60 MHz sein. Daraus erhält man

$$n = \frac{2 \cdot f}{F_1 - F_2} = \frac{120}{6} = 20.$$

Damit liegt die Harmonische  $n \cdot F$  fest, in deren Nähe sich die zu messende Frequenz  $F_x$  befindet.

Als nächster Schritt erfolgt die Festlegung des Bezugssoszillators (1) auf den Eichoszillator (2) (Schalterstellungen:  $S_1: 1, S_2: 2, S_3: 1, S_4: 1$ ). Dazu wird der Bezugssoszillator (1) auf eine der Frequenz  $F$  benachbarte Harmonische des mit 4 MHz schwingenden Quarzoszillators (2) eingestellt (z. B. 528 MHz), was wieder durch Beobachtung der in der ersten Mischstufe (3) erzeugten Schwebungen und Einstellung des Bezugssoszillators (1) auf die Schwebungsfrequenz null geschieht. Damit ist der Bezugssoszillator mit der gleichen Genauigkeit, die der Quarzoszillator (4) besitzt, auf die Frequenz von 528 MHz festgelegt worden. Diese Einstellung des Bezugssoszillators (1) wird jetzt nicht mehr verändert, und es erfolgt nur noch die Messung des Abstandes der unbekannten Frequenz  $F_x$  von der nächstgelegenen Oberwelle von 528 MHz durch Überlagerung dieser Differenzfrequenz (die in der Mischstufe (3) gebildet wird) mit einer Zwischenfrequenz des ZF-Oszillators (5) (Schalterstellungen:  $S_1: 2, S_2: 2, S_3: 0, S_4: 2$ ). Der Zwischenfrequenzoszillator (5) wird so eingeregelt, daß die Schwebungsfrequenz am Ausgang der zweiten Mischstufe (4) null wird. Die Einstellskala des Zwischenfrequenzoszillators (5) gibt jetzt unmittelbar die zu ermittelnde Differenz der Frequenzen an; diese möge hier beispielsweise 51 MHz betragen. Daraus erhält man dann die unbekannte Frequenz  $F_x$  zu

$$F_x = 20 \cdot 528 - 51 = 10\,509 \text{ MHz.}$$

Die hohe Genauigkeit von etwa  $5 \cdot 10^{-6}$  dieses fast automatischen Verfahrens, dessen Durchführung sehr viel weniger umständlich ist, als die Beschreibung zunächst vermuten läßt, beruht in erster Linie darauf, daß der Bezugssoszillator (1) zunächst auf eine Oberwelle des stabilisierten Quarzoszillators (2) festgelegt und dann in der Einstellung nicht mehr verändert wird. Da die Messung der Frequenzdifferenz sofort darauf erfolgt, ist man berechtigt anzunehmen, daß sich in diesem kurzen Zeitintervall die Schwingfrequenz des Bezugssoszillators (1) nicht mehr ändert. Wie schon das Zahlenbeispiel beweist, spielt die Genauigkeit, mit welcher die Frequenz-

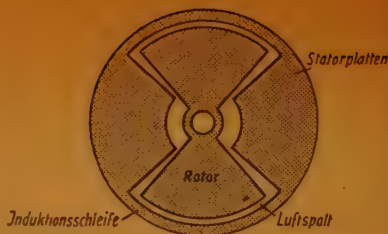


Abb. 5. Prinzipschaltung der ersten Mischstufe (3), die eine Ausbildung von Oberwellen des mit 4 MHz schwingenden Quarzoszillators (2) begünstigt

differenz gemessen wird, nur eine untergeordnete Rolle für das Endergebnis. Das neue Verfahren soll sich zur Messung von Frequenzen bis zu 12 000 MHz bewährt haben.

## Stromtore und ihre industriellen Anwendungen

Das Quecksilberdampf-Stromtor hat in den letzten Jahren immer größere Bedeutung als Regel- und Steuerorgan gewonnen. Aus diesem Grunde wird auf die Herstellung einer Röhre mit der Typenbezeichnung VHC 3/1000 der Société Française Radioélectrique besonders hingewiesen. Auf den bandförmigen Ni-Heizfaden ist die emittierende Kathodenschicht aus den Karbonaten von rd. 50% Ba, 31% Sr und 13% Ca aufgespritzt. Die Anheizdauer wird mit etwa 40 sec angegeben. Das Gitter besteht ebenfalls aus Nickel, die Anode aus einem Grafitzylinder. Die Heizleistung wird zu 0,75 W/cm<sup>2</sup> Emissionsoberfläche bestimmt, so daß sich bei der vorhandenen Oberfläche von 50 cm<sup>2</sup> 37,5 W ergeben. Der Aufbau, der von dem sonst üblichen nicht wesentlich abweicht, wird eingehend beschrieben, insbesondere wird die Halterung der einzelnen Elektroden dargestellt. Die Anodenanzuführung geht (wie bei den deutschen Erzeugnissen) durch eine, oben auf dem Glaskolben befindliche Schraubvorrichtung. Die übrigen Anschlüsse werden durch einen normalen Quetschfuß, in den auch die Haltevorrichtung für das Gitter eingepreßt ist, vorgenommen. Das Quecksilber, das sich in einer kleinen Glasperle befindet, wird durch HF-Wirbelstromerhitzung verdampft.

In einem besonderen Abschnitt werden die grundsätzliche Wirkungsweise eines Stromtors ohne mathematische Betrachtungen geschildert und die Steuercharakteristiken in einigen Kurven wiedergegeben.

Den Hauptteil der Arbeit bildet ein Auszug aus etwa 40 außerdeutschen Literaturangaben für die verschiedenen Anwendungsmöglichkeiten derartiger Röhren für Steuerzwecke. Neben einer großen Anzahl von Schaltbeispielen für die Motorensteuerung ist für den Funktechniker eine Brückenschaltung zur Regelung höherer Temperaturen und die Verwendung als Schwingungserzeuger von Interesse.

Die Wirkungsweise der Brückenschaltung, für die eine Genauigkeit der Temperaturregelung von  $1/100$  angegeben wird, ist im Prinzip folgende: Einer der Widerstände in einem Zweig der Wheatstoneschen Brücke ist fest z. B. in einem Heizofen eingebaut. Die Brücke befindet sich bei normaler Temperatur im Gleichgewicht. Bei Temperaturänderung wird das Brückengleichgewicht gestört. Wenn die Temperatur steigt, ist die Spannung an den Punkten a und b entgegengerichtet der Spannung an der Anode der Röhre und sein Gitter wird blockiert.

Die Schwingungserzeugung mit 4 Röhren, von denen je 2 zusammenarbeiten, erfolgt so, daß sich 2 anstoßen und die beiden anderen sperren. Es ergeben sich Schwingungen mit

rechteckiger Kurvenform, die bei geeigneter Wahl der Widerstände und Kapazitäten sich wie eine sinusförmige Spannung zum Mittelpunkt der Primärwicklung des Transformators verhalten und an der Sekundärseite hinreichend sinusförmig sind, um für einen Asynchronmotor zur Steuerung einer Drehzahl bei Frequenzänderung zu dienen.

M. J. Martin, Bull. Soc. franc. électric. 6. Umfang der Arbeit 14 Seiten, 23 Abb., 40 Literaturangaben. Rs.

Zeichnungen nach Angaben der  
Verfasser vom FUNK UND TON Labor:  
Tresler..... 70

### Abonnementsbestellungen

FUNK UND TON kann jederzeit beim Verlag, bei den Postämtern in allen Zonen und beim Buch- und Zeitschriftenhandel bestellt werden.

### Zahlungen West

Postcheckkonto Berlin West Kto.-Nr. 36 89  
Postcheckamt Frankfurt/Main Kto.-Nr. 382 31

### Zahlungen Ost

Postcheckkonto Berlin Ost Kto.-Nr. 948 45 (nicht mehr Postschließfach Berlin-Pankow).

*Ein Begriff für den Fachmann!*



## MESSGERÄTE

UND ANLAGEN FÜR DIE TONFREQUENZ-  
HOCHFREQUENZ-UND DEZITECHNIK

Frequenzgang-Schreibanlagen  
für Zwei- und Vierpole  
Im Tonfrequenz- und Trägerfrequenz-Bereich  
Überwachungsanlagen  
f. d. kommerzielle Sende- u. Empfangstechnik  
Normalfrequenzanlagen  
Quarzuhren - Präzisions-Zeitzeichen  
Tonfrequenz-Wiedergabeanlagen  
für alle Verwendungszwecke  
Vor-, Misch- u. Kraftverstärker - Plattenspieler  
Tonlampengleichrichter - Lautsprecher  
Dynamische und Kondensator-Mikrofone  
Gegensprechanlagen  
UKW-FM-Rundfunksender

Ton-, Schwebungs- und RC-Summeer  
Meß- und Prüfsender für AM und FM  
Leistungsender - HF-Glühsender  
Röhrenvoltmeter - Meßverstärker

Feldstärke-Meßgeräte - Meßempfänger  
Störfeldmesser - UKW-Empfänger  
Frequenzmesser - Frequenzanalysatoren  
Frequenzhubmesser - Frequenzzeiger  
Pegelgeber - Pegelmesser

C-, L- und R-Dekaden - Eichleitungen  
Tief-, Band- und Hochpässe  
Meßkondensatoren - Meßwiderstände  
Schutzring-Kondensatoren

C-, L- und R-Meßgeräte - C-Toleranzzeiger  
Durchgriffs-Kapazitätsmesser  
Leitwertmesser - Verlustfaktor-Meßgeräte  
Klirrfaktor-Meßgeräte - Absolut-Gütemesser

Scheinwiderstandsprüfer - Isolationsmesser  
Oszillographen - Lichtblitz-Stroboskope  
Schalldruckmesser - Schallpegelzeiger  
Hochspannungsprüfer - Tonfrequenz-Wattmeter  
Kabelsuchgeräte - Symm. Universalübertrager

Regeltransformatoren - Ladegleichrichter  
Automatische Netzspannungs-Konstanthalter  
Konzentrische Steckverbindungen - Steckerkabel  
Laborwagen - Laboratoriumszubehör

# ROHDE & SCHWARZ · MÜNCHEN 9

REINOLD

# Inhaltsverzeichnis FUNK UND TON

Bd. 3 (1949), Nr. 11/12, Seiten 549...622

Dr. W. Lippert: Über die Grundlagen zu einer neuen Schwingungsmechanik.	
DK 621.396.11	549
Dr. Harmans: Zum Problem der Bandbreitenregelung.	
DK 621.395.664.2	570
H. Hertwig: Die optisch zu erfüllenden Voraussetzungen zur Erzielung einwandfreier Fernsehbilder.	
DK 621.397.62.004+535	575
Dr. W. Kleen: Über den Zusammenhang zwischen Verstärkung und Bandbreite bei einem mehrstufigen Verstärker mit Kreisen gleicher Resonanzfrequenz.	
DK 621.396.645.33.001: 621.392.41	584
Ing. G. Gröbel: Zwei einfache Summe-Differenzschaltungen.	
DK 621.396.615.1.018.1.062: 621.392.1	591

Dr. C. Drotschmann: Der innere Widerstand und die Elektrolyte der galvanischen Elemente.	
DK 621.352/3: 621.313.1.001: 537.236.1/8: 621.357	594
Aus der Patentliteratur: Kondensatoren	601

## Referate

Die Lokalisation des Schalles im Raum.	
DK 534.001.081: 681.88	605
Die Belastung von Oxydtkatoden bei impulsförmiger Emission.*	
DK 621.385.016.2.032.3: 621.397.26	607
Der Ringmodulator als Gleichrichter.	
DK 621.396.619	610
Die wirksamen Röhrenkapazitäten von Trioden.	
DK 621.385.3.011	613
„Multiplex“, die Vielkanaltelefonie mit impulsmodulierten Ultrakurzwellen.	
DK 621.395.44+621.396.619.029.64	615
Frequenzmessung hoher Genauigkeit im Zentimeterwellenbereich.	
DK 621.317.361.029.64	618
Stromtore und ihre industriellen Anwendungen.	
DK 621.314.65	620

FUNK UND TON erscheint mit Genehmigung der französischen Militärregierung. Lizenz Nr. 47/4b. Monatlich 1 Heft. Verlag: VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINO-TECHNIK GMBH, Berlin-Borsigwalde. Herausgeber und verantwortlich für den Inhalt: Professor Dr. Gustav Leithäuser. Westdeutsche Redaktion: Frankfurt/Main, Alte Gasse 14/16. Telefon: 45 068. Verantwortlich für den Anzeigenteil: Dr. Wilhelm Hermann. Bezugspreis vierteljährlich 9,— DM. Bei Postbezug 9,15 DM (einschl. 15 Pf. Postgebühren) zuzüglich 9 Pf. Bestellgeld. Postscheckkonten: Berlin-West 36 89, Berlin-Ost 948 45, Frankfurt/Main 382 31. Bestellungen beim Verlag sowie bei den Postämtern aller Zonen. Nachdruck einzelner Beiträge ist nur mit Genehmigung des Verlages gestattet. Druck: Druckhaus Tempelhof, Berlin.

# HANS A. SURBER A.-G.

BAHNHOFSTRASSE 20

ZÜRICH (SCHWEIZ)

liefert:

**Elektrolytkondensatoren**

in erstklassiger Ausführung, teils ab Lager oder kurzfristig lieferbar



Für das Ferngebiet (auch als Strahlungsgebiet bezeichnet) ist  $r$  groß gegen  $\frac{\lambda}{2\pi}$ . Hier erhalten die entsprechenden Lösungen die Form:

$$\mathcal{E}_r = 0$$

$$\mathcal{E}_1 = \frac{2\pi c \sqrt{2} \mathfrak{I} ds \sin \vartheta}{r \lambda} \sin \omega \left( t - \frac{r}{c} \right)$$

$$\mathfrak{H}_b = - \frac{2\pi \sqrt{2} \mathfrak{I} ds \sin \vartheta}{r \lambda} \sin \omega \left( t - \frac{r}{c} \right)$$

Diese im elektrostatischen Maßsystem ausgedrückten Komponenten ergeben umgerechnet auf die technischen Einheiten:

$$\mathcal{E} = \frac{30 \lambda \mathfrak{I} h}{\pi r^3} + j \frac{60 \mathfrak{I} h}{r^2} - \frac{120 \mathfrak{I} h}{\lambda r} \quad [\text{V/m}]$$

$$\mathfrak{H} = j \frac{\mathfrak{I} h}{500 r^2} - \frac{\pi \mathfrak{I} h}{250 \lambda r} \quad [\text{Oe}]$$

$\mathcal{E}_r = \mathcal{E}_1$  in V/m

$\mathfrak{H}$  in Oe

$\mathfrak{I}$  = effektiver Strom in A

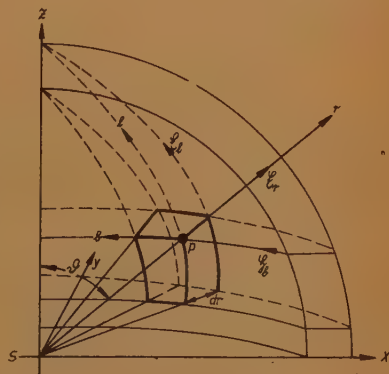
$h$  = effektive Höhe der Sendantenne in m (analog der Dipollänge  $ds$ )

$\lambda$  = Wellenlänge in m

Für den praktisch wichtigsten Fall des Fernfeldes, das bei einer Entfernung von  $r \sim 4\lambda$  an gerechnet werden kann, vereinfachen sich diese Beziehungen zu:

$$\mathcal{E} = \frac{120 \pi \mathfrak{I} h}{\lambda r} \quad [\text{V/m}]$$

$$\mathfrak{H} = \frac{\pi \mathfrak{I} h}{250 \lambda r} \quad [\text{Oe}]$$



Im Nahfeld sind die Vektoren des elektrischen und magnetischen Feldes um 90 Grad phasenverschoben, im Fernfeld ist der Zustand der Phasengleichheit bei  $r \sim 4\lambda$  erreicht.

Unter Berücksichtigung der Erdkrümmung und der Absorption erweitert sich nach Kiebitz der Wert von  $\mathcal{E}$  zu:

$$\mathcal{E} = \frac{120 \pi \mathfrak{I} h}{\lambda r} \frac{\vartheta}{\sin \vartheta} e^{-\beta r} \quad [\text{V/m}]$$

$$e^{-\beta r} = e^{-\frac{\alpha r}{\sqrt{2}}} \quad \alpha = \text{Absorptionskoeffizient (0,0015 — 0,345)}$$

**Praktische Messung** der von einem Sender erzeugten Feldstärke. Die Messung der Feldstärke erfolgt in der Hochfrequenztechnik mittels verschiedener Antennenformen. Man unterscheidet zwischen Hochantennen (offener Schwingungskreis) und Rahmenantennen (geschlossener Schwingungskreis). Wenn man bei ersteren von einem Ansprechen auf den elektrischen, bei letzteren auf den magnetischen Vektor spricht, so ist diese Ausdrucksweise unkorrekt, da die Antennenspannung immer aus den beiden Anteilen besteht und aus der Beziehung  $\epsilon \mathcal{E}^2 = \mu \mathcal{H}^2$  zu errechnen ist. Man erhält also bei Berücksichtigung nur einer Komponente die gesamte (nicht die halbe) vom elektromagnetischen Feld erzeugte Antennenspannung. Sie ist für die

Hochantenne:  $E = h_{\text{eff}} \mathcal{E}$  aus dem elektrischen Feld

$$E = h_{\text{eff}} \frac{\partial \mathcal{B}}{\partial t} = h \mu \mathcal{H} c \text{ aus dem magnetischen Feld}$$

$$= h \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \mathcal{H} = h \mathcal{E}$$

Rahmenantenne:

$E = l w \Delta \mathcal{E} = F w \omega \mathcal{E} \cos \varphi$  aus dem elektrischen Feld

$E = F w \frac{\partial \mathcal{B}}{\partial t} \cos \varphi = F w \omega \mu \mathcal{H} \cos \varphi$  aus dem magnetischen Feld

$$\mathcal{E} = \frac{E \lambda}{2 \pi w F} = \frac{\mathcal{H} \cdot R \cdot \lambda}{2 \pi w F}$$

$E$  = effektive Spannung in V

$\mathcal{E}$  = elektrisches Feld in V/m

$\mathcal{H}$  = Strom der Empfangsantenne in A

$R$  = Widerstand des Empfangsantennenkreises für die Meßfrequenz in  $\Omega$

$h_{\text{eff}}$  = effektive Höhe der Antenne in m

$w$  = Windungszahl

$F$  = Rahmenfläche in  $\text{m}^2$

$f$  = Frequenz in Hz

$\omega$  = Kreisfrequenz

$c$  = Lichtgeschwindigkeit in

$$\text{cm/sec} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon \mu}}$$

$l$  = Seitenlänge des Rahmens

$\varphi$  = Rahmenwinkel zur Einfallrichtung

$\mathcal{B}$  = magnetische Induktion

$\frac{2 \pi w F}{\lambda}$  wird als effektive Höhe der Rahmen in Analogie zu Hochantennen bezeichnet.

Aus der Kenntnis dieses Faktors kann über den Feldstärkewert auf die effektive Höhe einer Hochantenne geschlossen werden, wobei jedoch zu beachten ist, daß Rahmen und Hochantenne wegen der gegenseitigen Beeinflussung nur wahlweise zur Messung an dem gleichen Ort benutzt werden dürfen. (Die Hochantenne wird bei Durchführung der Messung mit dem Rahmen zweckmäßig heruntergelassen.)

## Feldstärkeformeln

(nach der klassischen Theorie der Wellenausbreitung  
ohne Berücksichtigung der Kurzwellen)

### Hertzsche Lösung:

Für die allgemeine Form der Maxwell'schen Gleichungen gab Hertz für das Vakuum den Ansatz:

$$\mathfrak{H} = \frac{1}{c} \frac{\partial}{\partial t} \text{rot } \mathfrak{J} \quad \mathfrak{J} = \text{Hilfsvektor}$$

Verallgemeinert für ein elektromagnetisches Medium von beliebigen, aber räumlich festen Materialkonstanten  $\epsilon$ ,  $\sigma$  und  $\mu$  erhält man:

$$\mathfrak{H} = \frac{1}{c} \text{rot} \left( \epsilon \frac{\partial \mathfrak{J}}{\partial t} + \sigma \mathfrak{J} \right)$$

$$\mathfrak{E} = - \left( \frac{\epsilon \mu}{c} \frac{\partial^2 \mathfrak{J}}{\partial t^2} + \frac{\sigma \mu}{c^2} \frac{\partial \mathfrak{J}}{\partial t} \right) + \text{grad div } \mathfrak{J}$$

Die Bestimmungsgleichung nach Abspaltung des Zeitfaktors ist:

$$\Delta \mathfrak{J} + k^2 \mathfrak{J} = 0 \quad k^2 = \frac{\epsilon \mu \omega^2 + i \sigma \mu \omega}{c^2} \dots z < 0$$

$$\mathfrak{J}_0 = 2 \frac{e^{i k_0 r}}{r} \cdot y(r)$$

Für das Feld an der Erdoberfläche hieraus:

$$k_0 = \frac{\omega}{c} \dots z > 0$$

$$y(r) = 1 + i \sqrt{\pi \rho} e^{-\rho} - 2 \sqrt{\rho} \cdot e^{-\rho} \int_0^{\sqrt{\rho}} e^{y^2} dy$$

$$\rho = k_0 \left( 1 - \sqrt{\frac{k^2}{k_0^2 + k^2}} \right) i r$$

wird die Sommerfeldsche „Numerische Entfernung“ (Leitungsstrom  $\gg$  Verschiebungsstrom) genannt und erhält den praktischen Wert:

$$\rho = \frac{\pi \cdot r[\text{km}]}{6 \cdot 10^{15} \cdot \sigma[\text{CGS}] \cdot \lambda[\text{km}]}$$

Für unendlich gute Leitfähigkeit wird  $\rho = 0$  und  $f(\rho) = 1$

$$\mathfrak{E} = \mathfrak{H} = 120 \pi \frac{h}{\lambda} \frac{I}{r[\text{km}]} \left[ \frac{\text{mV}}{\text{m}} \right]$$

Für endliche Leitfähigkeit:

$$\mathfrak{E} = \mathfrak{H} = 120 \pi \frac{h}{\lambda} \frac{I}{r[\text{km}]} \cdot f(\rho) \left[ \frac{\text{mV}}{\text{m}} \right]$$



Nach Sommerfeld wird die von einer Antenne ausgehende Welle in zwei Bestandteile aufgetrennt, und zwar:

1. Raumwellen mit  
 kugelförmiger Ausbreitung von der Antenne,  
 Feldstärkeabnahme mit  $\frac{1}{r}$ ,  
 Energieabnahme mit  $\frac{1}{r^2}$ .
2. Oberflächenwellen mit  
 flächenhafter Ausbreitung längs der Oberfläche der Erde,  
 Feldstärkenabnahme mit  $\frac{1}{\sqrt{r}}$ ,  
 Energieabnahme mit  $\frac{1}{r}$  + Absorption des Erdbodens.

$$\mathcal{E} = \mathcal{E}_R + \mathcal{E}_0$$

Raum- und Oberflächenwellen sind unlösbar miteinander verknüpft. Bei Energieabnahme der einen erfolgt Zunahme der anderen. In „größerer Entfernung“ vom Sender überwiegen die Bodenwellen. In „sehr großer Entfernung“ vom Sender überwiegen wieder die Raumwellen, da die sehr große Entfernung von der „numerischen Entfernung“, nämlich von der Wellenlänge und den Bodeneigenschaften abhängig ist.

Einfluß der Erdkrümmung wird berücksichtigt in Formeln von

$$\text{Kiebitz:} \quad \mathcal{E} = \frac{120 \pi I h}{\lambda r} \frac{\vartheta}{\sin \vartheta} e^{-\beta r} \left[ \frac{V}{m} \right]$$

$$\text{Austin:} \quad \mathcal{E} = \frac{120 \pi I h}{\lambda r} \sqrt{\frac{\vartheta}{\sin \vartheta}} e^{-\beta r} \left[ \frac{V}{m} \right]$$

Obwohl die Formel von Kiebitz bessere Übereinstimmung mit Meßergebnissen lieferte, sind beide Formeln sehr ungenau. Der Einfluß der Erdkrümmung wird erst bemerkbar bei Entfernungen, die größer als  $\frac{1}{4}$  des Erdumfanges sind. Für den Gegenpol versagen diese Formeln,

da dort  $\frac{\vartheta}{\sin \vartheta}$  und  $\sqrt{\frac{\vartheta}{\sin \vartheta}} = \infty$  sind.

Bessere Näherungen ergeben die Beziehungen von v. d. Pol und Bremmer:

Unter Berücksichtigung, daß

$$I \cdot h = N_s = \frac{16}{3} c \pi^2 \left( \frac{h}{\lambda} \right)^2 I_0^2 = 1579 \left( \frac{h}{\lambda} \right)^2 I^2 \text{ wird:}$$

(Fortsetzung folgt)

Für große Entfernungen:

$$\mathcal{E} = \frac{300 \sqrt{N_s [\text{kW}]}}{D_{[\text{km}]}} \cdot f(\lambda, \sigma, \epsilon, D) \quad \left[ \frac{\text{mV}}{\text{m}} \right]$$

Faktor für un-  
endlich gute  
Leitfähigkeit  
der Erde

Faktor für  
Abweichung  
von der  
Kugelform

$$f(\lambda, \sigma, \epsilon, D) = 0,295 \frac{\sqrt{D_{[\text{km}]} e^{-0,0537 \beta D_{[\text{km}]} / \lambda^{1/3}}}}{\lambda^{1/6} \sqrt{\alpha^2 + \left( \beta - \frac{9,75 \cdot 10^{-9}}{\sigma_{[\text{EME}]} \cdot \lambda_{[\text{m}]}} \right)^2}}$$

$\alpha$  und  $\beta$  (Abb. 1) sind Funktionen der Bodenleitfähigkeit und der Wellenlänge. Genauigkeit von 10% gegeben, wenn:

$$40 \lambda_{[\text{m}]}^{1/3} < D_{[\text{km}]} < 0,6 \cdot 10^{14} \sigma_{[\text{EME}]} \cdot \lambda_{[\text{m}]}^{4/3} / \epsilon$$

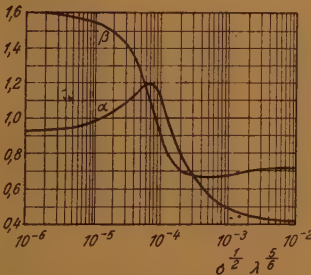


Abb. 1

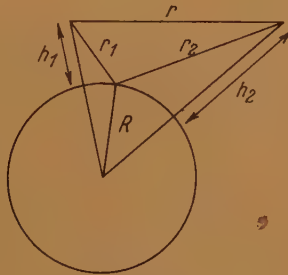


Abb. 2

Für kleine Entfernungen (Abb. 2):

$$\mathcal{E} = \left( 1 + \alpha_{11} A_{11} e^{j \frac{2\pi}{\lambda} (r_1 + r_2 - r)} \right) \left( \frac{300 \sqrt{N_s}}{D} \right) \quad \left[ \frac{\text{mV}}{\text{m}} \right]$$

$\alpha_{11}$  = Divergenzfaktor  $\sim 1$  (berücksichtigt die Erdkrümmung für nicht zu große Höhen der Antenne über dem Erdboden)

$A_{11}$  = sphärischer Reflexionskoeffizient

$(r_1 + r_2 - r)$  = Wegdifferenz zwischen dem direkten und dem am Boden reflektierten Strahl.

Die Wellen werden über die optische Sichtweite hinaus gebeugt. Innerhalb des optischen Horizontes treten infolge Interferenz des direkten und des reflektierten Strahles Maxima und Minima auf.

Einfluß der Leitfähigkeit des Erdbodens

$$\mathcal{E} = \mathcal{E}_0 e^{-\frac{x}{2H}} \sqrt{\frac{\rho}{2c\lambda}} = \mathcal{E}_0 e^{-\frac{x}{2H\sqrt{\lambda}}} \left( \sqrt{\frac{\rho_1}{2c}} + \sqrt{\frac{\rho_2}{2c}} \right)$$

$$\rho = \frac{1}{\sigma} = \text{spezifischer Widerstand} \quad c = 3 \cdot 10^{10}$$

$H$  = Höhe der Heavisideschicht

$\rho_1$  = spezifischer Widerstand des Erdbodens

$\rho_2$  = spezifischer Widerstand der Heavisideschicht

### Reflexion an der Erdoberfläche

Bei der Reflexion erfährt der reflektierte Strahl eine Amplitudenverminderung. Diese ist durch das Verhältnis der Amplituden des reflektierten zum einfallenden Strahl und eine Änderung des Phasenwinkels gegeben. Der Reflexionskoeffizient wird:

$$F = A e^{j\varphi} \quad \varphi = \text{Phasenwinkel}$$

Unter Benutzung des Brechungsindex (Abb. 3) der Erde:

$$n = \sqrt{\epsilon - 2j\lambda\sigma c}$$

$\lambda$  = Wellenlänge in cm,  $\sigma$  = Leitfähigkeit in CGS,  $c = 3 \cdot 10^{10}$

wird der Reflexionskoeffizient nach den Fresnelschen Gleichungen für vertikale Polarisation:

$$F_v = A e^{j\varphi} = \frac{n^2 \sin \alpha - \sqrt{n^2 - 1 + \sin^2 \alpha}}{n^2 \sin \alpha + \sqrt{n^2 - 1 + \sin^2 \alpha}}$$

horizontale Polarisation:

$$F_h = A e^{j\varphi} = \frac{\sin \alpha - \sqrt{n^2 - 1 + \sin^2 \alpha}}{\sin \alpha + \sqrt{n^2 - 1 + \sin^2 \alpha}}$$

Da der Brechungsindex  $n$  vom Produkt  $\lambda \cdot \sigma$  abhängig ist, wird für kleine Leitfähigkeit des Erdbodens ( $\sigma = 0$ )  $n^2 = \epsilon$

$$F_v = \frac{\epsilon \sin \alpha - \sqrt{\epsilon - 1 + \sin^2 \alpha}}{\epsilon \sin \alpha + \sqrt{\epsilon - 1 + \sin^2 \alpha}}$$

$$F_h = \frac{\sin \alpha - \sqrt{\epsilon - 1 + \sin^2 \alpha}}{\sin \alpha + \sqrt{\epsilon - 1 + \sin^2 \alpha}}$$

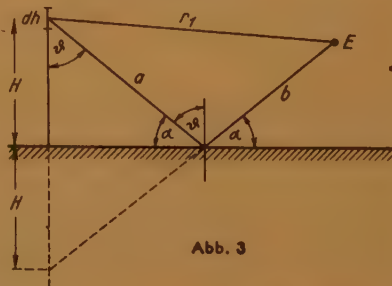


Abb. 3

Bei vertikal polarisierten Wellen tritt bei dem sog. Brewsterschen Polarisationswinkel keine Reflexion ein.

Sehr gute Leitfähigkeit ( $\sigma = \infty$ ) ergibt  $n^2 = -j\infty$

$$F_v = \frac{-j^\infty \sin \alpha - \sqrt{-j^\infty}}{-j^\infty \sin \alpha + \sqrt{-j^\infty}} = +1$$

$$F_h = \frac{-\sqrt{-j^\infty}}{+\sqrt{-j^\infty}} = -1$$

Bei vertikaler Polarisation  $\varphi = 0^\circ$   
 bei horizontaler Polarisation  $\varphi = 180^\circ$   
 Amplitude der Feldstärke im Abstand  $r$  vom Sender (Abb. 4):

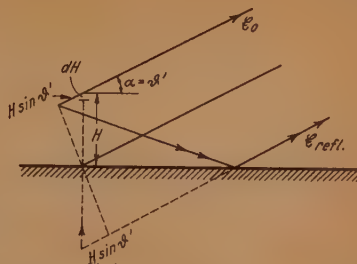


Abb. 4

$H$  = Höhe der brechenden homogenen Atmosphärenschicht

$\mathcal{E} = \mathcal{E}_0 + \mathcal{E}_{\text{refl}}$

$\mathcal{E}_0$  = direkter Strahl

$\mathcal{E}_{\text{refl}}$  = reflektierter Strahl

$$\mathcal{E}_0 = \frac{120 \pi I d h}{\lambda r} \cdot \frac{1}{2} \cos \vartheta' e^{j \left( -\frac{2\pi}{\lambda} r + \frac{2\pi}{\lambda} H \sin \vartheta' \right)}$$

$$\mathcal{E}_{\text{refl}} = A \cdot \frac{120 \pi I d h}{\lambda r} \cdot \frac{1}{2} \cos \vartheta' e^{j \left( \varphi - \frac{2\pi}{\lambda} r - \frac{2\pi}{\lambda} H \sin \vartheta' \right)}$$

$$\mathcal{E}_{\text{gesamt}} = \mathcal{E}_0 + \mathcal{E}_{\text{refl}} = \frac{120 \pi I h}{\lambda r} \cos \vartheta' = \frac{60 \pi I}{r} \sin \vartheta$$

$$\left( \text{für: } h = \frac{\lambda}{4}; \quad \vartheta' = 90^\circ - \vartheta; \quad \sigma = \infty; \quad A = 1; \quad \varphi = 0 \right)$$

Für  $\frac{\lambda}{4}$  = Antenne mit sinusförmiger Stromverteilung:

$$\mathcal{E} = \frac{30 \pi I}{r} \cos \vartheta' \left[ e^{j \frac{\pi}{2} \sin \vartheta'} - j \sin \vartheta' + A e^{j \varphi} \left( e^{-j \frac{\pi}{2} \sin \vartheta'} + j \sin \vartheta' \right) \right]$$

### Ausbreitungsgeschwindigkeit

Da für ein ionisiertes Medium der Brechungsindex  $< 1$ , ist für die Fortpflanzung der Welle die Phasengeschwindigkeit größer als die Lichtgeschwindigkeit. Nach Sommerfeld ist die Signalgeschwindigkeit

$$v_g = \left[ \frac{d \left( \frac{v}{v} \right)}{d v} \right]^{-1} = \frac{v}{1 - \frac{v}{v} \frac{d v}{d v}} = \frac{n c}{n^2 + \frac{1}{2} \omega \frac{d(n)^2}{d \omega}}$$

$n$  = Brechungsindex

$$n^2 = 1 - \frac{4 \pi N e^2}{m \omega^2} \quad \text{für} \quad \left( \frac{s}{\omega} \right)^2 \ll 1$$



$v_g = n \cdot c$ , d. h. die Signalgeschwindigkeit in einer ionisierten Schicht ist kleiner als die Lichtgeschwindigkeit. Für  $n = 0$  gilt die Beziehung nicht mehr.

$N$  = Anzahl der Teilchen je  $\text{cm}^3$

$m$  = Masse des schwingenden Teilchens =  $9 \cdot 10^{-28} \text{ CGS} = 9 \cdot 10^{-35} \text{ Ws}^3 \text{ cm}^{-1}$

$$\omega = 2\pi f = 2\pi \frac{c}{\lambda} = \text{Kreisfrequenz}$$

$e$  = Ladung des schwingenden Teilchens =  $4,8 \cdot 10^{-10} \text{ CGS}$   
 =  $1,6 \cdot 10^{-19} \text{ As}$

$\nu$  = Zahl der Zusammenstöße eines Teilchens mit Gasmolekeln in der Sekunde = Stoßzahl

### Fortpflanzungsgeschwindigkeit der Wellen

Phasengeschwindigkeit in horizontaler Lage:

$$V_{\text{Land}} = \frac{c}{\cos \gamma} = c \sqrt{1 + \text{tg}^2 \gamma}$$

$$V_{\text{Wasser}} \approx c$$

Die Phasengeschwindigkeit wird um so größer, je schlechter leitend der Erdboden ist.

Brechung: 
$$\frac{\sin \alpha}{\sin \beta} = \frac{V_{\text{Land}}}{V_{\text{Wasser}}} = \sqrt{1 + \text{tg}^2 \gamma}$$

Totalreflexion ( $\alpha = 90^\circ$ ) (Abb. 5): wenn

$$\beta = \arcsin \frac{1}{\sqrt{1 + \text{tg}^2 \gamma}}$$

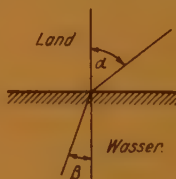


Abb. 5

Absorption: Diese wird durch den Reflexionskoeffizienten der ionisierenden Schicht berücksichtigt. Sie ist nach Appleton:

$$\eta = A e^{-B \frac{\sin^2 \varphi_0}{f^2}}$$

$\varphi_0$  = Einfallswinkel;  $A, B$  = Konstante für bestimmte Trägerdichte

Divergenzfaktor der Raumstrahlung

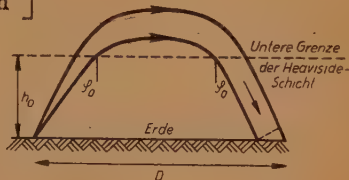
Für 1 kW Leistung ist die Feldstärke am Empfangsort:

$$\mathcal{E} = 3,45 \cdot 10^{10} \left\{ \frac{\text{tg } \varphi_0}{D} \frac{1}{\frac{2 h_0}{\cos^2 \varphi_0} + D_1 \cotg \varphi_0 - \frac{2 \alpha^2 H \sin^2 \varphi_0}{1 - \alpha^2 \cos^2 \varphi_0}} \right\}^{\frac{1}{2}} \left[ \frac{\mu\text{V}}{\text{m}} \right]$$

Für Fernstrahlung (= Strahlung, bei der die Reichweite mit wachsendem Abstrahlwinkel zunimmt)

$$\mathcal{E} = \frac{A}{\sqrt{R \sin \frac{D}{r}}} e^{-\frac{D}{2 \alpha' H \sin \varphi_0}} \left[ \frac{\mu V}{m} \right]$$

$$A = \frac{6,9 \cdot 10^{10} e^{\frac{D_s}{2 \alpha' H \sin \varphi_0}}}{\sqrt{2 \alpha' H \sin \varphi_0}}$$



Für Nahstrahlung (= Strahlung, bei der die Reichweite mit wachsendem Abstrahlwinkel abnimmt)

$$\mathcal{E} = \frac{3,45 \cdot 10^{10} \sin \varphi_0}{\sqrt{D \cdot R \cdot \sin \frac{D}{R}}} \left[ \frac{\mu V}{m} \right]$$

(Diese Beziehungen gelten nicht in der Nähe der Sprungentfernung.)

### Langwellenausbreitung

Berechnet man den Anteil der Senderleistung, der unter verschiedenen Winkeln abgestrahlt wird, so kommt man zu dem Ergebnis, daß die Hälfte der Antennenenergie unter Winkeln von  $0^\circ$  bis  $20^\circ$  abgestrahlt wird. Die restliche Steilstahlung zwischen  $20^\circ$  und  $90^\circ$  Erhebungswinkeln ist für große Entfernungen unerheblich, weil die Wellen mit ihrer starken horizontalen Feldkomponente stärkere Reflexionsverluste erleiden und wegen ihrer verschiedenen Laufwege weitgehend interferieren.

Unter der Voraussetzung, daß die Vertikalantenne kurz gegen  $\lambda/4$  ist, ergibt sich für Entfernungen für  $D$  von 30...300 km bei einer Senderleistung  $N$  aus der allgemeinen Beziehung

$$\mathcal{E} = \frac{300}{D_{[km]}} \sqrt{N_{[kW]}} \left[ \frac{mV}{m} \right]$$

nach Zinke:

$$\mathcal{E} = \sqrt{\frac{0,3 Z_0}{2 \pi H}} \frac{1}{\sqrt{D_{[km]}}} \sqrt{\frac{\vartheta}{\sin \vartheta}} \sqrt{N} \cdot e^{-\frac{\beta}{2} D}$$

$Z_0$  = Wellenwiderstand =  $377 \Omega$

$H$  = Abstand der Schicht von der Erde = 80 km

$\beta$  = Dämpfungsfaktor (abhängig von der Leitfähigkeit der Grenzflächen und von der Wellenlänge)

$$\frac{\beta}{2} D = \frac{1}{7000} \frac{D_{[km]}}{H_{[km]}} \cdot \frac{1}{\sqrt{\sigma_{Erde} (S \text{ cm}^{-1})}} \frac{1}{\sqrt{\lambda_{[km]}}}$$

$$S \text{ cm}^{-1} = 10^{-14} \text{ EME (für mittleren Boden)}$$

$$\sigma = 10^{-5} \text{ (für mittleren Boden)}$$

$$\left( \frac{\beta}{2} D \right)_{\text{Boden}} = \frac{300 D_{[\text{km}]}}{7000 \cdot 80 \sqrt{\lambda_{[\text{km}]}}} = 0,0005 \frac{D_{[\text{km}]}}{\sqrt{\lambda_{[\text{km}]}}}$$

$$\left( \frac{\beta}{2} D \right)_{\text{Ionosphäre}} = \frac{\sqrt{3,3 \cdot 10^6} \cdot D_{[\text{km}]}}{7000 \cdot 80 \lambda_{[\text{km}]}} \approx 0,003 \frac{D_{[\text{km}]}}{\lambda_{[\text{km}]}}$$

Bei großen Entfernungen (besonders über See) ist der Dämpfungsanteil der Erde gering gegenüber  $0,003 \frac{D}{\lambda}$ . Deshalb wird der Gesamt-

dämpfungsfaktor für  $\lambda = 2 \dots 20 \text{ km}$   $e^{-0,003 \frac{D}{\lambda}}$  (gegenüber dem Austinschen Dämpfungsfaktor  $e^{-0,0015 \frac{D}{\sqrt{\lambda}}}$  bei dem  $\sigma$  mit  $\lambda$  ansteigt und der deshalb keine Konstante ist).

$$\mathcal{E} = \frac{0,2 \sqrt{N_{[\text{KW}]}}}{\sqrt{\sin\left(\frac{D}{R}\right) + 0,008}} \cdot e^{-0,003 \frac{D_{[\text{km}]}}{\lambda_{[\text{km}]}}} \left[ \frac{\text{mV}}{\text{m}} \right]$$

$$R = \text{Erdradius} = 6370 \text{ km}$$

$$D > 300 \text{ km}$$

### Extremwerte der Feldstärkeschwankungen

Mindestfeldstärke bei Nacht:

$$\mathcal{E} = \frac{15 \sqrt{N_{[\text{KW}]}}}{\sqrt{D_{[\text{km}]}}} \cdot \sqrt{\frac{\vartheta}{\sin \vartheta + 0,008}} \cdot e^{-0,0005 \frac{D_{[\text{km}]}}{\sqrt{\lambda_{[\text{km}]}}}} \left[ \frac{\text{mV}}{\text{m}} \right]$$

$$\frac{\mathcal{E}_{\text{Tag}}}{\mathcal{E}_{\text{Nacht}}} \geq e^{+0,003 \frac{D_{[\text{km}]}}{\lambda_{[\text{km}]}}} \left( 1 - \frac{\sqrt{\lambda_{[\text{km}]}}}{6} \right) \text{ für } \begin{cases} D > 300 \text{ km} \\ \lambda > 200 \text{ m} \end{cases}$$

Mit wachsender Wellenlänge wird der Unterschied zwischen Tag- und Nachtfeldstärke kleiner. Je größer die Entfernung zwischen Sender und Empfänger, um so ausgeprägter der Unterschied.

Für  $\lambda > 20 \text{ km}$

$$\sigma_{\text{Ionosphäre}} = 5 \cdot 10^{-8} \text{ S} \cdot \text{cm}^{-1} = 5 \cdot 10^{-15} \text{ EME}$$

wird der Dämpfungsfaktor für Tagesausbreitung:

$$e^{-0,00075 \frac{D_{[\text{km}]}}{\lambda_{[\text{km}]}}}$$

## Definitionen

Physikalische Masseneinheit wird bezogen auf Sauerstoffisotop  $0^{16} = 16,00000 (1,6599 \pm 0,0003) \cdot 10^{-24} \text{ g}$

Chemische Masseneinheit wird bezogen auf natürlichen Sauerstoff  $0 = 16,00000 (1,6603 \pm 0,0003) \cdot 10^{-24} \text{ g}$

Elektron = kleinstes Elektrizitätskörperchen mit der Elementarladung  $-e$

Elektrisches Elementarquantum = Ladung eines Elektrons

Proton = Wasserstoffion mit der Elementarladung  $+e$

Deuteron = Schweres Isotop des Wasserstoffs

Neutron = Neutrales Kerngebilde. Atomgewicht 1 ohne elektr. Ladung

$\alpha$  — Teilchen =  $\text{He}^{++}$ -Ionen

Positron = korpuskulares Teilchen von der Masse des Elektrons, aber entgegengesetzter Ladung = positives Elektron

Negatron = negatives Elektron im Gegensatz zum positiven Positron

Neutrino = ladungsfreies Teilchen, keine Ruhemasse

Primäre Grundbausteine der Materie sind: Proton, Neutron und (Hüllen-)Elektron

Sekundär entstehen: Negatron, Positron, Neutrino und Meson

Mol oder Grammolekül =  $22\,412 \text{ cm}^3 = 22,412 \text{ Liter}$  bei  $0^\circ \text{ C}$  und 760 Torr

Loschmidtsche Zahl = Zahl der Moleküle im Mol bei  $0^\circ \text{ C}$  und 760 Torr

Avogadrosche Zahl = Zahl der Moleküle im  $\text{cm}^3$  bei  $0^\circ \text{ C}$  und 760 Torr

Faradaysche Konstante = die zur Ausscheidung eines Grammäquivalentes eines beliebigen Ions erforderliche Elektrizitätsmenge

Boltzmannsche Konstante = universeller Proportionalitätsfaktor zwischen der Entropie und dem Logarithmus der statistischen Wahrscheinlichkeit

Verhältnis der Elementarladung zur Masse des Elektrons

$$\frac{e_0}{m_0} = 5,273 \cdot 10^{17} [\text{ESEg}^{-1}] = (1,759 \pm 0,001) \cdot 10^8 [\text{Cg}^{-1}]$$

Verhältnis des Protons zum Elektron

$$\frac{m_H}{m_0} = 1836,5_8 \pm 0,5_8$$

Geschwindigkeit von 1 Voltelektron

$$v_{ev} = (5,982 \pm 0,001) 10^7 [\text{cm s}^{-1}]$$

Durch 1 Voltelektron angeregte de Broglie-Wellenlänge

$$\lambda = (12,263 \pm 0,009) \cdot 10^{-8} \text{ cm}$$

Zusammenhang zwischen de Broglie-Wellenlänge und Voltgeschwindigkeit von Elektronen

$$\lambda = \sqrt{\frac{150}{V (\text{Volt})}} [\text{\AA}]$$



	Atom- gewicht [Phys.Mass.- Einh.]	Ruhe- masse [g]	Spezif. Ladung [Coul/g]	Geschwindk. n. Beschl. 1 V [cm s <sup>-1</sup> ]	entspr. de Broglie- Wellenlänge [cm]
$\alpha$ -Teil- chen	4,00279 $\pm$ 0,00007	(6,6442 $\pm$ 0,0012) $\cdot 10^{-24}$	48 223 $\pm$ 5		
Elek- tron	(5,4862 $\pm$ 0,0017) $\cdot 10^{-4}$	(0,91066 $\pm$ 0,00032) $\cdot 10^{-27}$	(1,7592 $\pm$ 0,0005) $\cdot 10^9$	(5,932 $\pm$ 0,001) $\cdot 10^7$	(12,263 $\pm$ 0,009) $\cdot 10^{-8}$
Pro- ton	1,00758 $\pm$ 0,00002	(1,67248 $\pm$ 0,00031) $\cdot 10^{-24}$	(9,5788 $\pm$ 0,001) $\cdot 10^4$	(1,3841 $\pm$ 0,0001) $\cdot 10^8$	(2,862 $\pm$ 0,002) $\cdot 10^{-9}$
Neu- tron	1,00895	1,675 $\cdot 10^{-24}$			bei Geschw. von $10^9$ cm s <sup>-1</sup> = $3,94$ $10^{-12}$
Deu- teron	2,01418 $\pm$ 0,00002	(3,3433 $\pm$ 0,0007) $\cdot 10^{-24}$	(4,792 $\pm$ 0,001) $\cdot 10^4$	(0,9789 $\pm$ 0,0001) $10^6$	(2,024 $\pm$ 0,002) $\cdot 10^{-9}$

Konstante	Formel- zeichen	Zahlenwert	Dimen- sion
Lichtgeschwindigkeit im Vakuum	c	(2,99776 $\pm$ 0,00004) $\cdot 10^{10}$	cm s <sup>-1</sup>
Elektrische Konst.	$\Delta_0$	(8,8551 $\pm$ 0,0002) $\cdot 10^{-14}$	Farad cm <sup>-1</sup>
Magnetische Konst.	M <sub>0</sub>	1,25664 $\cdot 10^{-9}$	Henry cm <sup>-1</sup>
Absoluter Nullpunkt	T	— 273,16 $\pm$ 0,01	°C
Erdmasse		6,0 <sub>1</sub> $\cdot 10^{27}$	g
Gravitationskonst.	f	6,670 $\pm$ 0,005 $\cdot 10^{-8}$	cm <sup>3</sup> g <sup>-1</sup> s <sup>-2</sup>

Konstante	Formelzeichen	Zahlenwert	Dimension
Vakuumkonstanten			
Dielektrizitätskonstante	$\epsilon_0 = \frac{10^9}{4 \pi c^2}$	$(8,8551 \pm 0,0002) \cdot 10^{-14}$	Farad cm <sup>-1</sup>
Permeabilität	$\mu_0 = 4 \pi \cdot 10^{-9}$	$1,25664 \cdot 10^{-8}$	Henry cm <sup>-1</sup>
Wellenwiderstand	$\sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 4 \pi c \cdot 10^{-9}$	$376,710 \pm 0,005$	Ohm
Gaskonstante	$R_0$	$(8,31436 \pm 0,00038) \cdot 10^7$ $1,98647 \pm 0,00021$ $0,0847806 \pm 0,0000037$	erg °C <sup>-1</sup> Mol <sup>-1</sup> cal <sub>15</sub> °C <sup>-1</sup> Mol <sup>-1</sup> Lit Atm <sub>techn</sub>
Loschmidtsche Zahl	$L$	$(6,0228 \pm 0,0011) \cdot 10^{23}$	Mol <sup>-1</sup>
Avogadrosche Zahl	$N$	$2,70 \cdot 10^{19}$	Mol <sup>-1</sup>
Boltzmannsche Konstante	$k = R/L$	$(1,38047 \pm 0,00026) \cdot 10^{-16}$	erg °C <sup>-1</sup>
Faradaysche Konstante	$F$	$96\,488 \pm 10$	Coul/Gramm-äquivalent
Rydbergkonstante (bezogen auf Wellenlänge der Cd-Linie)	$R_H$ $R_D$ $R_{H\theta}$ $R_\infty$	$109677,581 \pm 0,007$ $109707,419 \pm 0,007^5$ $109722,263 \pm 0,012^5$ $109737,303 \pm 0,017$	cm <sup>-1</sup>
Plancksche Strahlungskonstanten	$c_1 = c^2 h$ $c_2 = ch/k$	$(5,9527 \pm 0,002_5) \cdot 10^{-6}$ $1,4385 \pm 0,0003$	erg cm <sup>2</sup> s <sup>-1</sup> cm Grad
Stefan-Boltzmannsche Konstante	$\sigma$	$(5,672_3 \pm 0,004) \cdot 10^{-5}$	erg cm <sup>-2</sup> Grad <sup>-4</sup> s <sup>-1</sup>
Plancksches Wirkungsquantum	$h$	$(6,6242 \pm 0,0024) \cdot 10^{-27}$	erg s
Bohrsches Magneton	$\mu_B = \frac{c h}{4 \pi m_0 C}$	$(9,273 \pm 0,004) \cdot 10^{-21}$	Gauss cm <sup>3</sup>
Wiensche Verschiebungskonstante	$\lambda_m T$	$0,28972 \pm 0,00007$	cm Grad

Konstante	Formelzeichen	Zahlenwert	Dimension
Feinstrukturkonstante (Sommerfeld)	$\alpha$	$7,2977 \pm 0,0009 \cdot 10^{-3}$ $= 1/(137,03 \pm 0,02)$	
Dublettkonstante	$R \propto \alpha^2$	$5,822 \pm 0,009$	$\text{cm}^{-1}$
Solarkonstante		1,92	$\text{cal min}^{-1}$

Berechnung von Energieumsätzen aus Massendefekten

$$1 \frac{\text{eV}}{\text{c}^2} = 1,07 \cdot 10^{-9} [\text{g Mol}^{-1}]$$

(1 mg Massendefekt/Mol entspricht einer Energieströmung von 1 Million Elektronenvolt)

$$\begin{aligned} \text{Elektrische Elementarladung } e_0 &= 4,804 \cdot 10^{-10} [\text{E S E}] \\ &= 1,602 \cdot 10^{-19} [\text{Coul}] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{Radius der Normalbahn eines Wasserstoffelektrons} \\ r &= 5,29 \cdot 10^{-9} [\text{cm}] \end{aligned}$$

$$\text{Ruhemasse des H-Atoms} = 1,6736 \cdot 10^{-24} [\text{g}]$$

$$\text{Molvolumen idealer Gase bei } 0^\circ \text{ C und 760 Torr} = 22414,6 \pm 0,6 [\text{cm}^3]$$

$$\begin{aligned} \text{Elektrochemisches Äquivalent des Silbers} &= 1,11807 \pm 0,00012 \\ &[\text{mg Coul}^{-1}] \end{aligned}$$

### Umrechnungsfaktoren

$$\frac{\text{Chemische Masseneinheit}}{\text{Physikalische Masseneinheit}} = 1,000272 \pm 0,000005$$

$$\frac{1 \text{ el.-stat. Einheit}}{1 \text{ el.-magn. Einheit}} = c = (2,99776 \pm 0,00004) \cdot 10^{10} \text{ cm s}^{-1}$$

$$1 \text{ Volt}_{\text{abs}} = 1 \cdot 10^8 \text{ el.-magn. Einh.}$$

$$1 \text{ Coul}_{\text{abs}}^*) = 1 \cdot 10^{-1} \text{ el.-magn. Einh.}$$

$$\frac{1 \text{ Ohm}_{\text{int}}}{1 \text{ Ohm}_{\text{abs}}} = \frac{1 \text{ Henry}_{\text{int}}}{1 \text{ Henry}_{\text{abs}}} = p = 1,00048 \pm 0,00002$$

$$\frac{1 \text{ Amp}_{\text{int}}}{1 \text{ Amp}_{\text{abs}}} = \frac{1 \text{ Coul}_{\text{int}}}{1 \text{ Coul}_{\text{abs}}} = \frac{1 \text{ Gauss}_{\text{int}}}{1 \text{ Gauss}_{\text{abs}}} = q = 0,99986 \pm 0,00002$$

$$\frac{1 \text{ Volt}_{\text{int}}}{1 \text{ Volt}_{\text{abs}}} = p \cdot q = 1,00034 \pm 0,00003$$

$$\frac{1 \text{ Joule}_{\text{int}}}{1 \text{ Joule}_{\text{abs}}} = p q^2 = 1,00020 = 0,00005$$

\*) 1 Coulomb wird nach DIN 1301 mit C bezeichnet.

$$1 \text{ Volt}_{\text{int}} = p \cdot q \cdot 10^8 \text{ el.-magn. Einh.} = p \cdot q \cdot \frac{10^8}{c} \text{ el.-st. Einh.}$$

$$1 \text{ Amp}_{\text{int}} = \frac{q}{10} \text{ el.-magn. Einh.} = \frac{q}{10} c \text{ el.-st. Einh.}$$

$$1 \text{ Ohm}_{\text{int}} = p \cdot 10^9 \text{ el.-magn. Einh.} = p \cdot \frac{10^9}{c^2} \text{ el.-st. Einh.}$$

$$\begin{aligned} 1 \text{ Volt}_{\text{prakt. Einh.}} &= 10^8 \text{ cm}^{\frac{3}{2}} \text{ g}^{\frac{1}{2}} \text{ sec}^{-2} \text{ el.-magn. Einh.} \\ &= \frac{1}{300} \text{ cm}^{\frac{1}{2}} \text{ g}^{\frac{1}{2}} \text{ sec}^{-1} \text{ el.-st. Einh.} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} 1 \text{ Amp}_{\text{prakt. Einh.}} &= \frac{1}{10} \text{ cm}^{\frac{1}{2}} \text{ g}^{\frac{1}{2}} \text{ sec}^{-1} \text{ el.-magn. Einh.} \\ &= 3 \cdot 10^9 \text{ cm}^{\frac{3}{2}} \text{ g}^{\frac{1}{2}} \text{ sec}^{-2} \text{ el.-st. Einh.} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} 1 \text{ Ohm}_{\text{prakt. Einh.}} &= 10^9 \text{ cm sec}^{-1} \text{ el.-magn. Einh.} \\ &= \frac{1}{9 \cdot 10^{11}} \text{ cm}^{-1} \text{ sec}^{-1} \text{ el.-st. Einh.} \end{aligned}$$

$$1 \text{ Joule}_{\text{int}} = 1 \text{ W}_{\text{int}} = p \cdot q^2 \cdot 10^7 \text{ erg} = 10^7 \text{ cm}^2 \text{ g sec}^{-2}$$

$$\epsilon_0 = p \cdot \frac{10^9}{4 \pi c^2} = 8,8551 \cdot 10^{-14} \text{ int} \frac{\text{Amp} \cdot \text{sec}}{\text{Volt} \cdot \text{cm}}$$

$$\mu_0 = \frac{1}{p} 4 \pi \cdot 10^{-9} = 1,2566 \cdot 10^{-8} \text{ int} \frac{\text{Volt} \cdot \text{sec}}{\text{Amp} \cdot \text{cm}}$$

$$c_0 = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_0 \cdot \mu_0}} = 2,99776 \cdot 10^{10} \text{ cm sec}^{-1}$$

## Zahlenwerte

### Atmosphäre

$$1 \text{ abs. Atm.} = 1 \cdot 10^6 \text{ dyn cm}^{-2}$$

$$= 1 \text{ Bar}$$

$$= 1,019716 \text{ kg cm}^{-2}$$

$$= 750,064 \pm 0,004 \text{ Torr}$$

$$1 \text{ phys. Atm.} = 1,013246 \pm 0,000004 \text{ Bar}$$

$$= 1,033223 \pm 0,000005 \text{ kg cm}^{-2}$$

$$= 760 \text{ Torr}$$



$$\begin{aligned}
 1 \text{ techn. Atm.} &= 0,980665 \text{ Bar} \\
 &= 735,562 \pm 0,004 \text{ Torr} \\
 &= 1 \text{ kg cm}^{-2}
 \end{aligned}$$

$$1 \text{ mm Hg} = 1 \text{ Torr} = 1333,2 \text{ dyn} \cdot \text{cm}^{-2} = 1333,2 \mu \text{ b}$$

$$1 \text{ kg Gewicht (Kilopond)} = 980\,665 \text{ dyn}$$

$$1 \text{ m Kp} = 0,980665 \cdot 10^8 \text{ erg} = 2,3431 \text{ cal}$$

$$1 \text{ cal} = 4,1853 \cdot 10^7 \text{ erg} = 4,1840 \text{ Joule}_{\text{int}}$$

$$1 \text{ Kcal} = 426,78 \text{ mKp}$$

$$1 \text{ kWh}_{\text{int}} = 860,41 \text{ cal}$$

## Energieäquivalente

$$\begin{aligned}
 1 \text{ Joule} &= 10^7 \text{ erg} \\
 &= 1 \text{ Ws} \\
 &= 0,23892 \pm 0,00003 \text{ cal}_{15} \\
 &= 0,10197 \text{ mkg}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 1 \text{ cal}_{15} &= 4,1855 \pm 0,0004 \text{ Joule} \\
 &= (1,1626 \pm 0,0001) \cdot 10^{-6} \text{ kWh} \\
 &= 0,42680 \pm 0,00004 \text{ mkg} \\
 &= 0,000007 \text{ Lit. Atm}_{\text{techn}}
 \end{aligned}$$

$$1 \text{ eV} = (1,60203 \pm 0,00034) \cdot 10^{-12} \text{ erg}$$

$$\frac{1 \text{ eV}}{\text{Molekül}} = \frac{23053 \pm 3 \text{ cal}_{15}}{\text{Mol}}$$

## Energieäquivalente der Masse

$$\begin{aligned}
 1 \text{ g ist äquivalent} & (8,9866 \pm 0,0003) \cdot 10^{20} \text{ erg} \\
 &= (2,1471 \pm 0,0003) \cdot 10^{13} \text{ cal}_{15} \\
 &= (2,4962 \pm 0,0003) \cdot 10^7 \text{ kWh} \\
 &= (9,1638 \pm 0,0003) \cdot 10^{12} \text{ mkg} \\
 &= (5,6095 \pm 0,0003) \cdot 10^{32} \text{ eV}
 \end{aligned}$$

## Massenäquivalente der Energie

$$\begin{aligned}
 1 \text{ erg entspricht} & (1,11277 \pm 0,00003) \cdot 10^{-21} \text{ g} \\
 1 \text{ cal}_{15} & \text{ „ } (4,6575 \pm 0,0005) \cdot 10^{-14} \text{ g} \\
 1 \text{ kWh} & \text{ „ } (4,00597 \pm 0,0001) \cdot 10^{-8} \text{ g} \\
 1 \text{ mkg} & \text{ „ } (1,09125 \pm 0,00003) \cdot 10^{-13} \text{ g} \\
 1 \text{ eV} & \text{ „ } (1,7827 \pm 0,0008) \cdot 10^{-33} \text{ g} \\
 &= (1,0736 \pm 0,0004) \cdot 10^{-6} \text{ Kernmasseneinheiten}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 1 \text{ Voltelektron eV} &= 23,05 [\text{kcal Mol}^{-1}] \\
 &= 8106 [\text{cm}^{-1}] \\
 &= 1,59 \cdot 10^{-12} [\text{erg/Molekül}]
 \end{aligned}$$

## Röhrenformeln

### Elektronengeschwindigkeit:

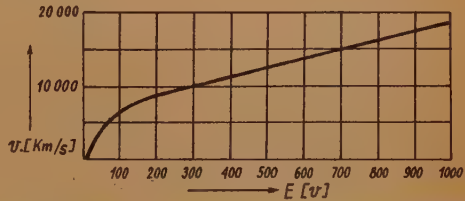
Unter der Einwirkung eines elektrischen Feldes hat ein Elektron von der Masse  $m$  und der Ladung  $q$ , wenn die kinetische Energie  $\frac{1}{2} m v^2$  beträgt, nach Durchlaufen der Spannung  $E$  die Geschwindigkeit:

$$v = \sqrt{\frac{2 q E \cdot 10^7}{m}} = 0,594 \cdot 10^8 \sqrt{E} \quad [\text{cm/s}]$$

$$= 594 \sqrt{E} \quad [\text{km/s}]$$

In Abbildung 1 ist die Geschwindigkeit eines Elektrons für Spannungen bis 1000 Volt dargestellt.

In Abhängigkeit von der Temperatur läßt sich die mittlere Elektronengeschwindigkeit ausdrücken durch:



Geschwindigkeit  $v$  in Abhängigkeit von der Spannung  $E$   
Abb. 1

$$v_{\text{Mittel}} = v = \sqrt{\frac{2 k T}{m}} = 5,56 \cdot 10^5 \sqrt{T} \quad [\text{cm/s}]$$

$k$  = Boltzmannsche Konstante =  $1,380 \cdot 10^{-16}$  erg/grad =  
 $1,380 \cdot 10^{23}$  Joule/grad;  $T$  = abs. Temp.  $v = 0,59 \cdot 10^8 \sqrt{E}$  cm/s.

Hieraus  $E = T/11\,340$

### Röhren mit zwei Elektroden (ohne Gitter):

Ist zwischen Katode und Anode eine Spannung wirksam, so treten aus der glühenden Katode Elektronen aus und gelangen auf die Anode. Man erhält einen Anodenstrom  $I_a$ , der abhängig von der an der Anode liegenden Spannung ist. Gelangen bei genügend hoher Anodenspannung alle Elektronen zur Anode, so erreicht der Anodenstrom, der nicht mehr ansteigt, den „Sättigungswert“  $I_s$ .

Die Abhängigkeit des Sättigungsstromes von der absoluten Temperatur des Heizfadens ist durch die Richardsonsche Gleichung gegeben:

$$I_s = a F \sqrt{T} e^{-b/T}$$

In dieser bedeuten:

$T$  = absolute Temperatur =  $273,16^\circ \text{C}$

$F$  = Oberfläche der Katode

$e$  = Basis der natürlichen Logarithmen

$a$  und  $b$  = Konstanten für das Material des Glühfadens

Für Wolfram ist:  $a = 2,36 \cdot 10^7 \text{ A/cm}^2 \text{ grad}^{1/2}$

$b = 5,24 \cdot 10^4 \text{ grad.}$

Die gleiche Abhängigkeit ist auch durch die Dushmannsche Formel gegeben:

$$I_s = \bar{A} F T^2 e^{-\varepsilon/k \cdot \varphi_0/T}$$

$$= \bar{A} F T^2 e^{-11\,600 \varphi_0/T} \quad \text{wobei}$$

$T$  = absolute Temperatur (siehe oben)

$F$  = Oberfläche

$\varepsilon$  = Elektronenladung

$k$  = Boltzmannsche Konstante (s. o.)

$\bar{A}$  = Dushmannsche Mengenkonstante

$\varphi_0$  = Austrittsarbeit des Elektrons in Volt

Die universelle Mengenkonstante  $\bar{A}$  und die Austrittsarbeit  $\varphi_0$  ist für die verschiedenen, meist verwendeten Materialien in der nachfolgenden Tabelle enthalten:

Material	Mengenkonstante $\bar{A}$ in $\text{A} \cdot \text{cm}^{-2} \cdot \text{grad}^{-2}$	Austrittsarbeit in Volt
Wolfram .....	100	4,48
Molybdän .....	65	4,36
Thorium .....	70	3,4
Cäsium(Cäsium-Cäsiumoxyd)	9,8	0,75
Wolfram-Thorium .....	3	1,0
Ba, SrO, CaO .....	$2 \cdot 10^{-3}$ bis $1 \cdot 10^{-1}$	1,0 bis 1,8

### Sättigungsstrom:

Der Sättigungsstrom einer Wolframkatode bei  $2400^\circ$  abs. beträgt

$$I_s = 0,4 \text{ A/cm}^2$$

Für Oxydkatoden, die keinen ausgesprochenen Sättigungsstrom besitzen, ist z. B. für  $1100^\circ$  abs.  $I_s = 1 \text{ A/cm}^2$ .

Für eine thorierte Wolframkatode beträgt bei  $1600^\circ$  abs.  $I_s = 0,1 \text{ A/cm}^2$ .

### Raumladungsgesetz

Liegt die Anodenspannung unter dem Wert der Sättigungsspannung, so bilden die nicht zur Anode gelangenden Elektronen um die Katode eine Raumladung. Die Abhängigkeit des Anodenstromes von der Anodenspannung ist durch das Raumladungsgesetz von Langmuir und Schottky gegeben. Es lautet allgemein:

$$I_a = c U_a^{3/2}$$

Für die Konstante  $c$ , die von dem Verhältnis  $e/m$  (Elementarladung zur Masse des Elektrons) und den geometrischen Abmessungen der Katode und der Anode abhängig ist, ergibt sich speziell für:

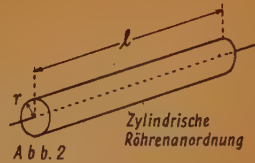
Zylindrische Röhren: (Abb. 2)

$$I_a = \frac{2}{9} \sqrt{\frac{2e}{m}} \cdot \frac{1}{r} \cdot U_a^{3/2} = 1,465 \cdot 10^{-5} \frac{1}{r} U_a^{3/2}$$

Ebene Röhrenanordnungen: (Abb. 3)

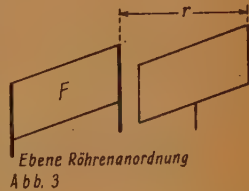
$$I_a = \frac{1}{9} \sqrt{\frac{2e}{m}} \frac{q_0}{r^2} U_a^{3/2}$$

$q_0$  = Oberfläche des Glühdrahtes der Katode.



### Anlaufstrom

Die Elektronen, die eine nach dem Maxwell'schen Gesetz verteilte Temperaturgeschwindigkeit besitzen, können entsprechend der Größe ihrer Geschwindigkeit gegen eine negative Spannung anlaufen. Die Abhängigkeit des Anodenstromes von der Anodenspannung wird für negative Spannungen durch folgende Beziehung gegeben:



Zylindrische Elektrodenanordnung:

$$I = I_s e^{U/U_0} \frac{2}{\sqrt{\pi}} \sqrt{\frac{U_-}{U_0}} \quad \text{für } |U| > 3 U_0$$

Ebene Elektrodenanordnung:

$$I = I_s e^{U/U_0} \quad U_0 = 8,61 \cdot 10^{-5} T [V] \quad \text{für } T = 2400^\circ \text{ abs.}$$

### Röhren mit drei Elektroden (mit Gitter)

Für engmaschige Gitter bei zylindrischen Elektrodenanordnungen ergibt sich als Erweiterung der Langmuir'schen Formel

$$I_a = 1,465 \cdot 10^{-5} (U_g + D U_a)^{3/2}$$

$D$  = Durchgriff (siehe unten),  $U_g$  = Gitterspannung,  $U_a$  = Anodenspannung.

### Steilheit $\bar{S}$

Die Abhängigkeit der Steilheit des Stromanstieges von der Gitterspannung ist durch den Differentialquotienten

$$\bar{S} = \left( \frac{\partial I_a}{\partial U_g} \right)_{U_a = \text{const}} \quad \text{gegeben.}$$

Die Steuerwirkung eines Gitters ist um so günstiger, je größer die Steilheit ist, d. h. um so größer die Änderung des Anodenstromes mit der Gitterspannung wird.

### Innerer Widerstand $R_i$

Bei konstanter Gitterspannung ändert sich der Anodenstrom bei variabler Anodenspannung auf dem geradlinigen Teil der Kennlinie so, als ob die Röhre ein ohmscher Widerstand wäre. Man nennt diesen sich aus der Anodenstrom-Anodenspannungs-Kennlinie ergebenden Widerstand den inneren Widerstand der Röhre. Er wird durch den Differentialquotienten



$$R_i = \left( \frac{\partial U_a}{\partial I_a} \right)_{U_g = \text{const}}$$

dargestellt.

### Durchgriff D

Nach Barkhausen wird das Produkt aus Steilheit und innerem Widerstand

$$S \cdot R_i = \frac{\partial I_a}{\partial E_g} \cdot \frac{\partial E_a}{\partial I_a} = \frac{\partial E_a}{\partial E_g} = \frac{1}{D} = \mu$$

Man bezeichnet mit D den Durchgriff einer Röhre.

Der Durchgriff ist ein Maß dafür, wie sich der Einfluß der Elektronenarmut der Anode durch die Öffnungen des Gitters auf die Raumladung um die Katode auswirkt. Bei der idealen Triode läßt sich der Durchgriff durch das elektrostatisch gemessene Kapazitätsverhältnis der Kapazitäten zwischen Anode-Katode und Gitter-Katode darstellen. Der Quotient  $1/D = \mu$  wird der Verstärkungsfaktor der Röhre genannt.

### Barkhausensche Röhrenformel

Die Beziehung

$$S \cdot D \cdot R_i = \frac{\partial I_a}{\partial U_g} \cdot \frac{\partial U_g}{\partial U_a} \cdot \frac{\partial U_a}{\partial I_a} = 1$$

wird als die „Barkhausengleichung“ allgemein bezeichnet.

S wird am kleinsten und  $R_i$  am größten für negative Steuerspannungen sowie für die Sättigung. S wird am größten und  $R_i$  am kleinsten für die Mitte der Kennlinie.

### Röhrengüte

Die Röhrengüte wird entweder durch den Verstärkungsfaktor und die Steilheit, den Durchgriff und den inneren Widerstand oder durch die Steilheit und den Durchgriff definiert. Sie wird damit:

$$G_R = \mu S = \frac{1}{D^2 R_i} = \frac{S}{D}$$

### Verstärkung

Sie kann aus folgenden Größen ermittelt werden:

$$V = \left| \frac{u_a}{u_g} \right| = \mu \left| \frac{R_a}{R_i + R_a} \right| = S \cdot \frac{R_i \cdot R_a}{R_i + R_a}$$

### Arbeitssteilheit

$$S_A = S \cdot \frac{R_i}{R_i + R_a} = \mu \frac{1}{R_i + R_a}$$

(Fortsetzung folgt)

**Mehrgitterröhren**

Die Wirkungsweise von Röhren mit mehreren Gittern kann man durch Einführung der Steuerspannung, die den Katodenstrom beeinflusst, im einzelnen am besten übersehen. Man führt dabei die Rechnung auf Röhren mit 1 Gitter und dann auf gitterlose Röhren zurück. Man definiert als

Steuerspannung:

$$U_{st} = U_1 + D_{21} U_2 + D_{31} + \dots + D_{n1} U_n$$

$D_{21}$  = Durchgriff des 2. Gitters durch das 1. Gitter.

Katodenstrom:

$$I_K = I_{g1} + I_{g2} + I_{g3} + \dots + I_{gn} + I_a$$

Anodenstrom:

$$I_a = I_K \text{ für „ideale“ Röhren.}$$

**Schirmgitterröhre**

Diese Röhrenart besitzt außer dem Steuergitter noch ein zweites Gitter, das sog. Schutz- oder Schirmgitter. Es ist zwischen dem Steuergitter und der Anode angeordnet und hat die Aufgabe, den Emissionsstrom der Röhre in solcher Weise zu steuern, daß eine von der Anode auf das 1. Gitter, das normale Steuergitter, eintretende Rückwirkung herabgesetzt wird. Man erhält für den

Emissionsstrom:

$$I_e = K (U_1 + D_1 U_2 + D_{12} U_a)^{\frac{3}{2}}$$

wobei für die Konstante K der experimentell gut bestätigte Näherungswert  $2,33 \cdot 10^{-6}$  zu setzen ist.

Anodenstrom:

$$I_a = \frac{K (U_1 + D_1 U_2 + D_{12} U_a)^{\frac{3}{2}}}{1 + K_1 \sqrt{\frac{U_2}{U_a}}}$$

$K_1$  = Konstante, die von der Form des Elektrodensystems abhängig ist und zweckmäßig wegen der ungenauen rechnerischen Erfassung experimentell ermittelt wird. Sie liegt in der Größenordnung von 0,4.

Innerer Widerstand:

$$\frac{1}{R_i} = \frac{1}{R_{i1}} + \frac{1}{R_{i2}} + \frac{1}{R_{i3}} = \frac{\partial I_a}{\partial U_a}$$

$R_{i1}$  = Widerstand, der durch Beeinflussung des Gesamtstromes,

$R_{i2}$  = Widerstand, der durch die primäre Stromverteilung entsteht.

$R_{i3}$  = Widerstand, der von der Sekundäremission abhängt.

Steilheit:

$$S = \frac{\frac{I_{21}}{I_{2s}} + \frac{I_{31}}{I_{2p}}}{1 + \frac{I_{2p}}{I_{2s}}} \cdot \frac{\partial I_{ges}}{\partial U_2}$$

Es sind die Indizes auf die Gitter bezogen, die vom Steuergitter als 1. Gitter ausgehend in Richtung auf die Anode mit den fortlaufenden Indizes 2...n bezeichnet werden.

### Pentode

Die schädliche Wirkung der Sekundäremission wird bei der Pentode durch ein weiteres Gitter  $G_3$ , das sogenannte Bremsgitter, beseitigt. Es wird meist bereits im Innern der Röhre mit der Katode verbunden. Man erhält für die

Steuerspannung:

$$U_{st} = U_1 + D_1 U_2 + D_{123} U_3$$

Emissionsstrom:

$$I_0 = K (U_1 + D_1 U_2 + D_{123} U_3)^{\frac{3}{2}}$$

Anodenstrom:

$$I_a = \frac{K (U_1 + D_1 U_2)^{\frac{3}{2}}}{1 + K_1 \sqrt{\frac{U_2}{D_{23} \cdot U_3 + D_3 U_4}}}$$

Gesamtstrom:

$$I_{ges} = K \left( \frac{1}{D_{23} \left( 1 + 1,33 \cdot \frac{a_2}{a_1} \right)} \right) (U_1 + D_{23} U_2)^{\frac{5}{2}}$$

$$\frac{1}{D_{23} \left( 1 + 1,33 \cdot \frac{a_2}{a_1} \right)}$$

wird als Steuerschärfe bezeichnet

$\frac{a_2}{a_1}$  gibt das Verhältnis der Abstände des 2. Gitters vom 1. Gitter bzw. des 1. Gitters zur Katode an.

Innerer Widerstand:

$$\frac{1}{R_i} = \left( \frac{\partial I_a}{\partial U_a} \right) \quad \text{für } U_1, U_2, U_3 = \text{konstant}$$

$$= I_{g03} \cdot \frac{D_{43} \cdot k^2}{2 U_2} \left( \frac{1}{\left( \frac{I_4}{I_2} \right)^3 + \left( 2 \frac{I_4}{I_2} + \frac{I_4}{I_2} \right)} \right)$$

$k$  = Konstante, die von den geometrischen Abmessungen des Gitters 2, wie Drahtstärke und Steigung, abhängt.

Der innere Widerstand ist bei einer HF-Pentode proportional der Anodenspannung, umgekehrt proportional dem Anodenstrom und unabhängig von der Schirmgitterspannung.

Steilheit:

$$S = \left( \frac{\partial I_4}{\partial U_1} \right) \quad \text{für } U_2, U_3, U_4 = \text{konstant}$$

$$= \left[ \frac{\left( \frac{I_4}{I_2} \right)^{\frac{2}{3}}}{1 + \left( \frac{I_4}{I_2} \right)} \right] \cdot a \cdot I_a^{\frac{1}{3}}$$

$$a = \text{Konstante} = \frac{3}{2} K^{\frac{2}{3}}$$

### Doppelsteuerröhren (Hexoden u. ä.)

Für sie erhält man entsprechend:

Katodenstrom:

$$I_K = K (U_1 + D_{21} U_2)^{\frac{3}{2}}$$

Anodenstrom:

$$I_a = K (U_1 + D_{21} U_2)^{\frac{2}{3}} \cdot f \left( \frac{U_3 + D_{23} U_2 + D_3 U_a}{1 + D_{23} \cdot D_a} \right)$$

Eine solche Röhre kann z. B. durch Herausführen des Bremsgitters einer Pentode verwirklicht werden. Eine Änderung der negativen Spannung am Bremsgitter bewirkt dann eine weitere leistungslose Steuerung des Anodenstromes.

### Röhrenrauschen

Bei modernen Geräten mit großer Verstärkung macht sich die Schwankung des Anodenstromes, die durch einen unregelmäßigen Elektronenfluß und willkürliche Elektronenbewegung infolge der Wärmebewegung hervorgerufen wird, bereits bemerkbar. Man kann die sogenannten Rauschströme im Anodenkreis auch als Rauschspannungen des Gitters auffassen.



**Rauschstrom:**

$$I_R = \sqrt{Q^2 \cdot 2 I_a \cdot \epsilon \cdot B} \quad [A]$$

$Q$  = ein von der Röhrenkonstruktion abhängiger Faktor

$I_a$  = Anodenstrom

$\epsilon$  = Ladung des Elektrons

$B$  = Bandbreite in Hz des hinter die Röhre geschalteten Verstärkers

**Rauschspannung:**

$$V_R = Q \sqrt{2 \epsilon B} \frac{\sqrt{I_a}}{S} = \sqrt{4 k T B R} \quad [V]$$

$S$  = Steilheit der Röhre

$k$  = Boltzmannsche Konstante =  $1,37 \cdot 10^{-23}$  Joule/Grad

$T$  = absolute Temperatur in Grad

$R$  = Widerstand in  $\Omega$ , wenn das Rauschen der Röhre mit dem Rauschen eines abgestimmten Kreises, das äquivalent dem eines ohmschen Widerstandes ist, verglichen wird.

Für Röhren, die mit einem Widerstand von 100 000  $\Omega$  verglichen werden können, liegt das Röhrenrauschen bei einer Bandbreite von 10 kHz in der Größenordnung von etwa 4...5  $\mu V$ . Besondere Bedeutung hat die rauscharme Röhre für hohe Frequenzen (also im Kurzwellen-Rundfunkbereich) erlangt, weil für normale Röhren der Kreiswiderstand klein gegen den äquivalenten Rauschwiderstand der Röhre ist. Bei normalen Rundfunkfrequenzen wird das Rauschen allein durch die Wärmebewegung im Kreis hervorgerufen. Für die erste Stufe eines Empfängers trägt auch der in den Gitterkreis der ersten Röhre transformierte Widerstand der Antenne zum Gesamtrauschen des Empfängers bei.

Für Durchschnittsempfänger wird für einen Totalrauschwiderstand  $R$  ein Signal der Spannung  $E$  Volt nach der Beziehung  $E = 10^{-5} \sqrt{R}$  gefordert, was einem Rauschsignalverhältnis von etwa 1:1200 entspricht.

**Rauschspannung bei Pentoden**

Bezieht man die Rauschspannung auf den Röhreneingang, so erhält man als gute Näherung für

$$V_R = q \frac{I_a^2}{S} \left( \frac{f_B}{10000} \right)^{\frac{1}{2}} \quad [\mu V]$$

$I_a$  = Anodenstrom in mA

$S$  = Steilheit der Röhre in mA/V

$f_B$  = Bandbreite in Hz

$q$  = Konstante zwischen 0,6...1,3, die abhängig von den Abmessungen der Röhre ist.

*Bearbeitung von Rö 1-1 bis Rö 1-3: Dr. Roeschen*

## Rückkopplung

### Definitionen

Allgemein: Die Zurückführung von verstärkter Ausgangsleistung eines Verstärkers auf den Eingang wird ohne Rücksicht darauf, ob diese die Eingangsspannung verstärkt oder schwächt, als Rückkopplung bezeichnet.

Die Verstärkung wird durch Rückkopplung in ihrer Amplitude und Phase bei den verschiedenen Frequenzen verschieden geändert.

Bezeichnet man mit  $V$  das Spannungsverstärkungsverhältnis der Ausgangsspannung zur Eingangsspannung und mit  $V'$  das entsprechende Verhältnis bei Vorhandensein einer Rückkopplung, so sind folgende Bezeichnungen üblich:

$$\frac{V'}{V} = \text{„Rückkopplungswert“}$$

$$\frac{V}{V'} = \text{„Rückkopplungs- bzw. Gegenkopplungsgrad“}$$

$$V' = \frac{V}{1 \pm \mathfrak{K} V} = \text{„Verstärkungsfaktor“}$$

$$\mathfrak{K} = \frac{u_K}{u_A} = \text{„Rückkopplungsfaktor“}$$

### Speziell:

- Für  $|V'| > |V|$  bzw.  $|1 - \mathfrak{K} V| < 1$  spricht man in der neueren Literatur von positiver Rückkopplung, für die sich die Bezeichnung „Mitkopplung“ eingeführt hat. Bei ihr ist die zurückgeführte Spannung  $u_K$  zur Eingangsspannung genau gleichphasig. (Praktische Anwendung für die Vergrößerung der Verstärkung, zur Erzeugung von Eigenschwingungen, Herstellung von Generatoren mit Selbsterregung)  $\mathfrak{K} = \frac{1}{V}$ , Verstärkung  $= \infty$ .
- Für  $|V'| < |V|$  bzw.  $|1 - \mathfrak{K} V| > 1$  wird die sog. negative Rückkopplung als „Gegenkopplung“ bezeichnet. Die zurückgeführte Spannung  $u_K$  ist zur Eingangsspannung genau gegenphasig. (Praktische Verwendung zur Verminderung der nicht-linearen Verzerrungen, Herstellung von Breitbandverstärkern.)
- Nimmt  $\mathfrak{K}$  imaginäre Werte an, so spricht man von wattloser oder blinder Rückkopplung. Bei ihr ist die zurückgeführte Spannung (zwischen Anode und Gitter) gegenüber  $u_A$  (zwischen Gitter und Katode) um  $90^\circ$  phasenverschoben. (Besondere Anwendungsbedeutung für die selbsttätige Scharfabstimmung von Empfängern und zur Herstellung von Blindwiderständen, die negativen Induktivitäten oder Kapazitäten entsprechen.)

### Die verschiedenen Schaltungsmöglichkeiten

Unter der Voraussetzung, daß die Rückkopplung Spannung und Strom durch lineare Wirk- und Blindwiderstände überträgt, sind prinzipiell folgende Fälle zu unterscheiden, wenn die Rückkopplung über einen Vierpol vorgenommen wird; je nachdem, ob dies in Reihen- oder Parallelschaltung zum Eingang bzw. Ausgang des Verstärkers geschieht:

1. Stromgegenkopplung (Abb. 1)

besteht dann, wenn die zurückgeführte Leistung an einem Schaltelement in Reihe mit dem Außenwiderstand des Verstärkers abgenommen wird;

2. Spannungsgegenkopplung (Abb. 2)

dagegen erhält man, wenn die dem Eingang wieder zugeführte Leistung parallel zu den Ausgangsklemmen des Verstärkers abgenommen wird.



Abb. 1. Strom-Gegenkopplung

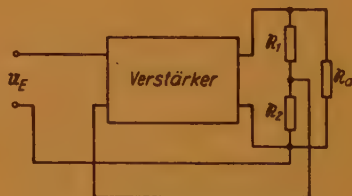


Abb. 2. Spannungs-Gegenkopplung

Man unterscheidet bei beiden Arten entsprechend der Zuführung im Eingang zwischen „Reihenrückkopplung“, wenn die Rückkopplung in Reihe mit den Eingangsklemmen liegt und „Nebenschlußrückkopplung“, wenn sie parallel zu den Eingangsklemmen erfolgt. Eine gemischte Schaltart stellt die Brückenschaltung dar (Abb. 3).

### Beeinflussung von Eingangswiderstand und Röhrendaten

Bei Reihenrückkopplung ist der gesamte Eingangswiderstand

$$\mathfrak{R}'_E = \frac{u_E - u_K}{\mathfrak{I}_E} = \mathfrak{R}_E (1 - \mathfrak{R} V)$$

Er wird bei positiver Rückkopplung (Mitkopplung) kleiner, bei negativer Rückkopplung (Gegenkopplung) größer.

Der Reihen-Zusatzwiderstand hat den Wert

$$\mathfrak{R}_{\text{Reihe}} = -\mathfrak{R} V \mathfrak{R}_E$$

Bei Nebenschlußrückkopplung ist der gesamte Eingangswiderstand

$$\mathfrak{R}'_E = \frac{u_E}{\mathfrak{I}_E - \mathfrak{I}_K} = \frac{\mathfrak{R}_E}{1 - \mathfrak{R} V}$$

(Die überstrichenen Werte gelten für die Stromverhältnisse.)

Der Parallel-Zusatzwiderstand ist

$$\mathfrak{R}_{\text{Parallel}} = - \frac{\mathfrak{R}_E}{\mathfrak{R} V} = - \frac{u_E}{\mathfrak{R} \mathfrak{I}_a} = - \frac{1}{\mathfrak{R} \mathfrak{S}} \quad (\mathfrak{S} = \text{Arbeitssteilheit})$$

$$\mathfrak{R}_{\text{Parallel}} \begin{cases} > 1: \text{Gegenkopplung} \\ < 1: \text{Mitkopplung} \\ = -\mathfrak{R}_0 : \mathfrak{R}'_E = \infty \text{ Selbsterregung (bei abgestimmtem Eingangskreis)} \end{cases}$$

$\mathfrak{R}_0$  = Resonanzwiderstand

Für die Stromgegenkopplung ergibt sich gemäß Abb. 1 aus

$$u_K = \mathfrak{R} \cdot u_A = i_a \mathfrak{R}$$

$$u_E = u'_E + u_K$$

- Geringere Verstärkung,
- Erhöhung des Innenwiderstandes,
- Größere Gitterwechselspannung,
- Kleinere Arbeitssteilheit.

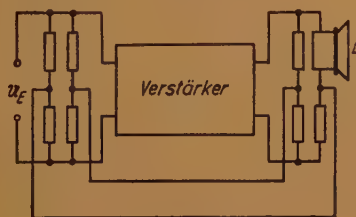


Abb. 3. Gegenkopplung in Brückenschaltung

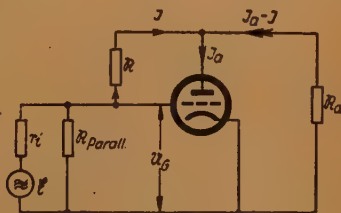


Abb. 4

Für die Spannungsgegenkopplung erhält man gemäß Abb. 2 aus

$$u_K = \mathfrak{R} \cdot u_A = \frac{\mathfrak{R}_1}{\mathfrak{R}_1 + \mathfrak{R}_2} \cdot u_A$$

$$u_E = u'_E + u_K$$

- Geringere Verstärkung,
- Herabsetzung des Innenwiderstandes,
- Größere Gitterwechselspannung,
- Kleinere nichtlineare Verzerrungen,
- Als Folge von (b) Verstärkungsabfall bei höheren Frequenzen, wenn der Außenwiderstand frequenzabhängig ist.

Werden mit  $\beta_1$  (und  $\beta_2$ ) das Verhältnis der gegengekoppelten Spannung zur Ausgangsspannung bei Spannungsgegenkopplung (bzw. Stromgegenkopplung) bezeichnet, so werden für den Innenwiderstand, den Durchgriff und die Steilheit der Röhre die folgenden mit einem Strich gekennzeichneten Werte erhalten:



Strom- gegenkopplung (Abb. 1)	Spannungs- gegenkopplung (Abb. 2)	Gegenkopplung in Brückenschaltung (Abb. 3)
$R'_i = R_i (1 - \beta_2 S)$	$R'_i = R_i \cdot \frac{1}{1 - \frac{\beta_1}{D}}$	$R''_i = \frac{1 - \beta_2 S}{1 - \frac{\beta_1}{D}}$
$D' = D$	$D' = D - \beta_1$	$D'' = D - \beta_1$
$S' = S \frac{1}{1 - \beta_2 S}$	$S' = S$	$S'' = S \frac{1}{1 - \beta_2 S}$

### Wichtiger Spezialfall

Bei einer aus einer einzelnen Röhre bestehenden Schaltung befindet sich zwischen Anode und Gitter ein Widerstand  $R$  (Abb. 4). Es gilt dann

$$R_{\text{Parallel}} = \frac{U_G}{I} = D \frac{R_i R_a + R_i R + R_a R}{R_a + D R_a + D R_i}$$

wenn

$$U_G = R \cdot I + R_a (I - I_a)$$

$$- \frac{U_G}{D} = - R_i I_a + R_a (I - I_a)$$

$$R_{\text{Parallel}} \approx D R_i \frac{R}{R_a} + D R \text{ für } \begin{cases} R \gg R_a \\ D \begin{cases} \ll 1 \\ \ll \frac{R_a}{R_i} \end{cases} \end{cases}$$

- $R_a$  und  $R$  beide  $> 1$  und reelle Widerstände, dann auch  $R_{\text{Parallel}} > 1$  und reell,
- $R_a$  und  $R$  Blindwiderstände mit verschiedenem Vorzeichen, dann erhält  $R_{\text{Parallel}}$  einen negativen Wirkanteil. Folge: Entdämpfung bzw. Selbsterregung,
- $R$  kapazitiv (z. B.  $R = - \frac{j}{\omega C_{\text{Anode-Gitter}}}$ ).

1. bei induktivem Außenwiderstand: Mitkopplung (Huth-Kühn-Schaltung) (blinde Rückkopplung bewirkt kapazitive Verstärkung),

2. bei ohmschem Außenwiderstand: blinde Rückkopplung (bewirkt Vergrößerung der wirksamen Eingangskapazität). Dynamische Kapazität (Gitter-Katode) = statische Kapazität, (Gitter-Anode)

$$\times \text{Verstärkung} \left( V = \frac{1}{D} \left( 1 + \frac{R_i}{R_a} \right) \right). \quad (\text{Fortsetzung folgt})$$

Allgemein darf hier in der Gleichung  $V' = V / (1 - \Re V)$  unter Berücksichtigung eines nicht zu vernachlässigenden Innenwiderstandes der Spannungsquelle  $r_i$  für  $\Re = -\frac{r_i}{\Re}$  gesetzt werden (Abb. 5). Der im

Gitterkreis der Röhre liegende wirksame Widerstand  $\Re_G$  ist

$$\Re_G = \frac{R_g \left( R_a + \frac{1}{j \omega C_g} \right)}{R_g + R_a + \frac{1}{j \omega C_g}} = \frac{R_g}{\sqrt{2}}$$

Für mittlere und hohe Frequenzen:

$$\frac{1}{\omega C_g} \ll R_a.$$

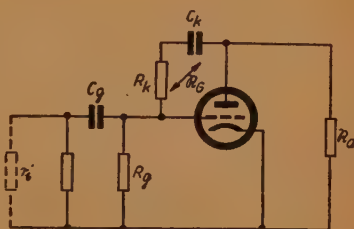


Abb. 5

$$\Re_G = \frac{R_g \cdot R_a}{R_g + R_a}$$

$$\Re = \frac{\Re_a (V V' - V + V')}{V - V'} \approx \frac{\Re_G \cdot V \cdot V'}{V - V'}$$

$$\Re = \sqrt{R_K^2 + \left( \frac{1}{\omega C_K} \right)^2} = \frac{\Re_a}{\Re}$$

Bevorzugung der tiefen Frequenzen ergibt sich, wenn

$$\frac{\Re_{G \text{ tief}}}{\Re_{\text{tief}}} > \frac{\Re_{G \text{ hoch}}}{\Re_{\text{hoch}}}$$

Für gleichmäßige Verstärkung aller Frequenzen muß in dieser Beziehung an Stelle des „>“-Zeichens das „=-“-Zeichen stehen.

### Frequenzbeeinflussung

1. Eine hinreichend große Kapazität zwischen Anode und Gitter bildet einen Kurzschluß für die hohen und mittleren Frequenzen, bietet aber tieferen Frequenzen noch einen merklichen Widerstand, so daß für diese die Gegenkopplung geringer wird.
2. Eine geringe Parallelkapazität zum Katodenwiderstand ergibt eine geringere Gegenkopplung für höhere Frequenzen.
3. Die Beeinflussung der Gegenkopplung durch eine Selbstinduktion  $L$  kann leicht nach der Schaltung in Abb. 6 erreicht werden. Man legt diese parallel zum Gegenkopplungswiderstand  $R_K$ , gegebenenfalls noch in Reihe mit einem Widerstand  $r$ . Dann gelten folgende Gesichtspunkte:

für tiefere Frequenzen:  $L$  klein, so daß lediglich die Parallelschaltung von  $R_K$  und  $r$  wirksam ist;

für höhere Frequenzen:  $L$  groß, damit der Anteil der vom Ausgang zurückgeführten Spannung gering ist, also größere Verstärkung der hohen Frequenzen eintritt.

### Schaltungstechnik

1. Stromgegenkopplung erreichbar durch Katodenwiderstand. Innen- und Eingangswiderstand werden größer.

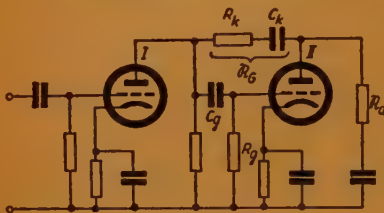


Abb. 7

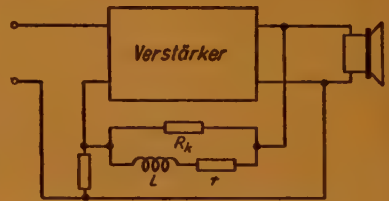


Abb. 6

2. Spannungsgegenkopplung erzielt durch die Schaltung in Abb. 2. Eingangswiderstand wird herabgesetzt. Infolge stärkerer Belastung der Eingangsspannungsquelle Herabsetzung der Spannungsverstärkung.

a) zwischen zwei Stufen eines Verstärkers: Es ist (Abb. 7)

$$V'/V \approx \frac{1}{1 + \frac{1}{R S_1} V}$$

$S_1$  = Steilheit der Röhre I

- b) Bandfilterkopplung (Abb. 8): Der Parallelwiderstand zum Primärkreis ist frequenzabhängig. Nur für die Resonanzfrequenz stellt er einen reinen Wirkwiderstand dar.

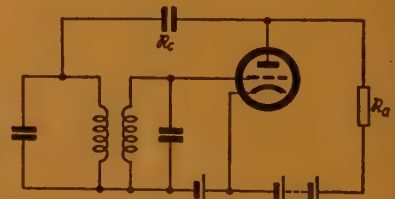


Abb. 8

Für positive Rückkopplung (Mitkopplung) wird  $R \geq \frac{1}{V}$  nach Bark-

hausen als „allgemeine Selbsterregungsformel“ bezeichnet. Sie ist auch gültig für mehrere als Verstärker hintereinander geschaltete Röhren.

### Die spezielle Selbsterregungsformel

$$R \geq D \frac{R_i + R_a}{R_a} = D + \frac{1}{S R_a}$$

berücksichtigt die für den Verstärkungsfaktor maßgeblichen Größen S und D.

$$V = - \frac{u_k}{u_g} = \frac{1}{D + \frac{1}{S R_a}} = \frac{1}{D} \frac{R_a}{R_i + R_a}$$

Bei nicht geradlinigem Aussehen der Kennlinie ist für S die „mittlere Steilheit“ für das ausgesteuerte Gebiet einzusetzen.

### Phasenverhältnisse

Allgemein muß für S und D berücksichtigt werden, daß für Frequenzen bis  $10^6$  Hz infolge Erfüllung der Steuergleichung  $\mathfrak{I}_a = S (U_g + D U_a)$  völlig phasenrein ( $\varphi = 0$ ) ist,

von  $10^7$  Hz ab tritt eine merkliche Zeit für die Umgestaltung der Raunladung auf,

von  $10^8$  Hz aufwärts tritt durch das Eingehen der Elektronenlaufzeit eine verspätete Steuerung des Stromes  $\mathfrak{I}_a$  gegenüber der Steuerspannung  $U_g$  ein.

Für  $\mathfrak{R}$  und  $\mathfrak{R}_a$  bestehen von Null verschiedene Phasenwinkel, die hinsichtlich Größe und Phase von der Frequenz abhängig, aber unabhängig vom Arbeitspunkt auf der Kennlinie und der Amplitude der Schwingungen sind. [Ausnahme: bei Einsatz größeren Gitterstromes, wenn der innere Gitterwiderstand klein gegenüber dem äußeren Gitterwiderstand der Schaltung — von Bedeutung bei Eintreten des überspannten Zustandes (s. unten).]

### Praktische Anregungsbedingungen

Selbsterregung kann leicht erreicht werden für Röhren, die

große Steilheit S

kleinen Durchgriff D

großen Anodenwiderstand (für  $\mathfrak{R}_a \gg R_i$ :  $\mathfrak{R} = D$ )

( $|\mathfrak{R}_a| = R_i$  (Widerstandsanpassung):  $\mathfrak{R} = 2D$ )

( $\mathfrak{R}_a \ll R_i$ : Selbsterregung nur bei sehr fester Kopplung)

besitzen.

### Die Resonanzfrequenz

des Parallel-Anodenschwingkreises, der  $\mathfrak{R}_a$  darstellt, wird erhalten für  $\varphi = 0$ ,  $\mathfrak{R}_a = 0$ , mithin für  $\mathfrak{R} = 0$

$\varphi > 0$ : Induktiver Widerstand ( $\mathfrak{I}_a$  eilt —  $U_a$  nach)

$\varphi < 0$ : Kapazitiver Widerstand ( $\mathfrak{I}_a$  eilt —  $U_a$  vor)

Für Selbsterregung über einen Transformator ( $U_g$  entgegengesetzte Phase von  $U_a$ ) ergibt sich:

ohne Gitterstrom:  $\operatorname{tg} \varphi = \frac{R_L}{\omega L}$ ,  $\varphi > 0$  (da  $\omega L$  meist  $> R_L$ )

$R_L$  = ohmscher Widerstand der im Anodenkreis liegenden Transformatorwicklung

$\varphi = 1 \quad \omega L = 57 R_L$

erregende Frequenz oberhalb der Eigenfrequenz

mit Gitterstrom: (bedingt durch Transformatorbelastung)

$\varphi < 0$

erregende Frequenz unterhalb der Eigenfrequenz für lose Kopplung

erregende Frequenz oberhalb der Eigenfrequenz für feste Kopplung (infolge Verringerung der wirksamen Schwingkreisinduktivität durch den Gitterstrom)



# Die verschiedenen Schaltungsmöglichkeiten

Meißner-Schaltung (induktive Mitkopplung) (Abb. 9)

Unter Zugrundelegung der üblichen Bezeichnungsweise ist:

$$\mathfrak{S}_a = S (u_g + D u_a) \quad \mathfrak{S}_c = -C \frac{d u_a}{d t} = R C \frac{d \mathfrak{S}_L}{d t} + L C \frac{d^2 \mathfrak{S}_L}{d t^2}$$

$$u_g = -M \frac{d \mathfrak{S}_L}{d t} \quad \mathfrak{S}_L = \mathfrak{S}_L e^{\delta t} \sin (\omega t + \varphi)$$

$$u_a = -\left(R \mathfrak{S}_L + L \frac{d \mathfrak{S}_L}{d t}\right); \quad \delta = -\frac{1}{2 L} \left[R_L + \frac{1}{R_i C} \left(L + \frac{M}{D}\right)\right]$$

Erregte Frequenz

$$f = \frac{1}{2 \pi} \sqrt{\omega_0^2 \left(1 + \frac{R_L}{R_i}\right) - \delta^2} \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L C}} \text{ für } R = 0$$

$$\delta = 0; \quad \omega = \omega_0 \sqrt{1 + \frac{R_L}{R_i}} \quad M = -D L \left(1 + \frac{R_i R_L C}{L}\right)$$

$\delta$  = Dämpfung,  $R_L$  = ohmscher Widerstand von  $L$

$$\mathfrak{R} = -\frac{u_k}{u_a} = \frac{M \frac{d \mathfrak{S}_L}{d t}}{R \mathfrak{S}_L + L \frac{d \mathfrak{S}_L}{d t}}$$

$$\sim -\frac{M}{L} = D \left(1 + \frac{R_i}{R_a}\right)$$

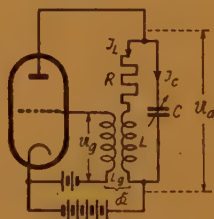


Abb. 9

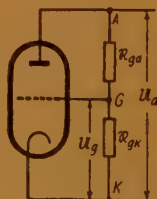


Abb. 10

Dreipunktschaltungen

Allgemeines Prinzip (Abb. 10)

$$\mathfrak{R} = -\frac{u_k}{u_a} = -\frac{\mathfrak{R}_{gk}}{\mathfrak{R}_{ga} + \mathfrak{R}_{gk}} \quad (\mathfrak{S}_g \ll \text{Strom im Spannungsteiler})$$

a)  $\mathfrak{R}_{ga}$  und  $\mathfrak{R}_{gk}$  beide induktiv oder beide kapazitiv:

Da  $u_g$  und  $u_a$  in Phase keine Selbsterregung

b)  $\mathfrak{R}_{ga}$  und  $\mathfrak{R}_{gk}$   $\left\{ \begin{array}{l} \mathfrak{R}_{ga} \text{ überwiegend induktiv, } \mathfrak{R}_{gk} \text{ überwiegend kapazitiv} \\ \mathfrak{R}_{gk} \text{ überwiegend induktiv, } \mathfrak{R}_{ga} \text{ überwiegend kapazitiv} \end{array} \right.$   
dann:  $\mathfrak{R} > 0$

$|\mathfrak{R}_{ga}| > |\mathfrak{R}_{gk}|; \quad \delta = 0$  Mitkopplung phasenrein  
 $\mathfrak{R}_{ga} + \mathfrak{R}_{gk}$  entgegengesetzt zu  $\mathfrak{R}_{gk}$

(Fortsetzung folgt)

kapazitive Spannungsteilung (Abb. 11)

Da für  $(R_{ga} + R_{gk})$  induktiv, Selbsterregung nicht eintritt, wird nach Abb. 3  $R_a$  durch Parallelschaltung einer Kapazität zum gesamten Spannungsteiler wieder phasenrein.

Die Eigenfrequenz hängt wie bei der Meißnerschaltung auch von der Dämpfung ab.

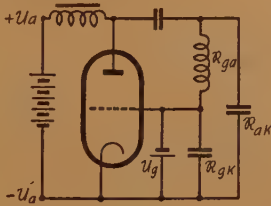


Abb. 11

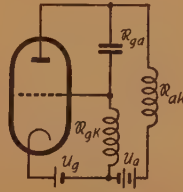


Abb. 12

induktive Spannungsteilung (Abb. 12)

In entsprechender Weise muß, wenn  $(R_{ga} + R_{gk})$  kapazitiv ist, zum Spannungsteiler ein induktiver Widerstand  $R_{ak}$  parallel gelegt werden, damit  $R_a$  wieder phasenrein wird.

Für beide Schaltungen gilt:

$$|R_{ga}| \sim |R_{gk} + R_{ak}|$$

$$R_{gk} \sim R \cdot R_{ak}$$

Da alle übrigen Schaltmöglichkeiten, bei denen keine gegenseitige Kopplung der Induktivitäten stattfindet, auf eine der obigen Schaltungen zurückgeführt werden können, kann auch die in Abb. 13 dargestellte übliche Dreipunktschaltung mit den Anschlußpunkten Anode — Gitter — Katode nach dem allgemeinen Prinzip behandelt werden. Bei ihm bestehen alle Widerstände aus Parallel-Schwingkreisen. Selbsterregung ist dann nur möglich, wenn:

$R_{ga}$  induktiv:  $\omega > \omega_{gk}$ ;  $\omega > \omega_{ak}$

Erregungsfrequenz:  $\omega_{ga}$  .... der größeren aus  $\omega_{ga}$  und  $\omega_{ak}$

$R_{ga}$  kapazitiv:  $\omega > \omega_{ga}$ ,  $\omega < \omega_{gk}$ ,  $\omega < \omega_{ak}$

Erregungsfrequenz:  $\omega_{ga}$  .... der kleineren aus  $\omega_{ga}$  und  $\omega_{ak}$

Huth-Kühn-Schaltung (Abb. 14)

Für sie ist die Kopplung gegeben durch:

$$-R = \frac{U_k}{U_a} = \frac{R_g}{R_a + \frac{1}{j \omega C_{ga}}}$$

Wird  $\frac{1}{R_g} + j \omega C_{ga} = \frac{1}{R'_g}$  gesetzt, so wird die Bedingung für die Selbsterregung:

$$D + \frac{1}{S R_a} = -j \omega C_{ga} R_g'$$

$C_{ga}$  kann auch ohne äußere Kapazität durch die natürliche Gitter-Anodenkapazität gegeben sein (früher von Bedeutung für die unerwünschte Selbsterregung von Verstärkern mit Trioden).

### Praktische Bedingungen für die Selbsterregung

sind: großes induktives  $R_{gk}$  und  $R_{ak}$

großes  $R_{ak}$  bedingt große Spannungsverstärkung  $V = - \frac{u_k}{u_g}$

großes  $R_{gk}$  bedingt große Mitkopplung  $R = - \frac{u_k}{u_a}$

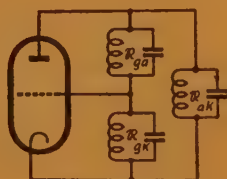


Abb. 13

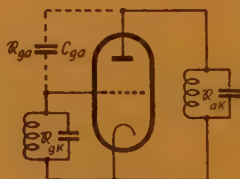


Abb. 14

### Piezelektrische Steuerung (Abb. 15)

Bei der Huth-Kühn-Schaltung wird der Gitterschwingkreis durch einen Quarz, Turmalin oder auch durch einen Seignettesalzkristall ersetzt. Der Kristall stellt in der Ersatzschaltung einen normalen Reihenschwingkreis von geringer Dämpfung ( $d \sim 10^{-6}$ ) dar, der durch die wechselnden Ladungen zu mechanischen Schwingungen angeregt wird. Das im Anodenkreis liegende  $R_a$  muß induktiv sein. Die Größe von  $R_a$ ,

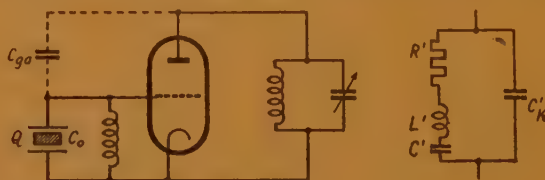


Abb. 15

die nicht zu klein sein darf, ist lediglich für die Amplitude, nicht für die Frequenz maßgebend. Die Frequenz wird durch die Dicken-schwingung des Kristalls bestimmt. Diese ergibt sich nach dem Ersatzbild nach Abb. 15 aus:

$$R' = R \left( 1 + \epsilon \frac{\delta}{d} \right)^2 \quad C' = C \frac{C_0^2}{C_k + C_0 (C_k + C_0 + C)}$$

$$L' = L \left( 1 + \varepsilon \frac{\delta}{d} \right)^2$$

$$C_k' = \frac{C_0 C_k}{C_0 + C_k}$$

$d$  = Dicke des Quarzes

$C_0$  = statische Kapazität

$\delta$  = Dicke der Luftschicht

$\varepsilon$  = Dielektrizitätskonstante

Für Quarze kann die Wellenlänge aus der empirisch gut bestätigten Faustformel

$$\lambda_{[m]} = 1,06 \cdot 10^3 d_{[cm]}$$

bestimmt werden. Für Quarze sind Dicken bis zu 0,3 mm herstellbar. Für die Erregung kurzer Wellen bis zu 2 m Wellenlänge werden Turmaline benutzt. Für die Erregung langer Wellen bis ins Tonfrequenzgebiet werden die Längsschwingungen der Quarze ausgenutzt. Für letztere ergibt sich die Frequenz aus:

$$f_{[Hz]} = \frac{1}{2l} \sqrt{\frac{E}{\rho}}$$

$E$  = Elastizitätsmodul elektrischen Achse =  $0,785 \cdot 10^{12} \left[ \frac{\text{dyn}}{\text{cm}^2} \right]$

$\rho$  = Dichte = 2,654

Für das Ersatzschaltbild gelten nach Abb. 15 folgende Beziehungen:

$$L' = \frac{\rho}{8 E^2 d_{12}^2} \frac{l \cdot d}{b} \quad C_k = \frac{\varepsilon}{\pi} \frac{l b}{d}$$

$$C' = \frac{8 E^2 d_{12}^2}{\pi^2} \frac{l b}{d} \quad \frac{C_k}{C'} = \text{const} = \frac{\pi \varepsilon}{32 E d_{12}^2}$$

$l$  = Länge des Quarzes  $b$  = Breite des Quarzes

$d_{12}$  = piezoelektrische Konstante =  $6,4 \cdot 10^8 \left[ \frac{\text{El. st. E.}}{\text{dyn}} \right]$

$\varepsilon$  = Dielektrizitätskonstante = 4,55

Für den X-Schnitt (Schnitt senkrecht zur elektrischen in Richtung der optischen Achse) (Abb. 16)

$$f_{\text{Resonanz}} = 273 \cdot 10^3 \frac{1}{l} \text{ [Hz]}$$

$$L' = 108 \frac{l d}{b} \text{ [H]}$$

$$C' = 0,320 \frac{l b}{d} \cdot 10^{-14} \text{ [F]}$$

$$C_k = 0,402 \frac{l b}{d} \cdot 10^{-12} \text{ [F]}$$

$$\frac{C_k}{C'} = 125$$

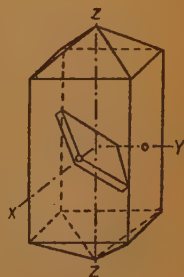


Abb. 16



Für den 18,5°-Schnitt (zur Herabsetzung des Temp.-Koeff.)

$$f_{\text{Resonanz}} = 256 \cdot 10^3 \text{ 1/l [Hz]}$$

$$L' = 136 \frac{ld}{b} \text{ [H]}$$

$$C' = 0,283 \frac{1b}{d} \cdot 10^{-12} \text{ [F]}$$

$$C_k = 0,388 \frac{1b}{d} \cdot 10^{-12} \text{ [F]}$$

$$\frac{C_k}{C'} = 137$$

Der besondere Vorteil der „Kristallsteuerung“ liegt in der sehr großen Frequenzstabilität. Diese bleibt z. B. für Temperaturschwankungen von  $\pm 5^\circ \text{C}$  auf  $10^{-6} \text{ Hz}$  konstant. Unter normalen Bedingungen ist die Konstanz von Betriebssendern  $10^{-8} \text{ Hz}$  (also z. B. bei  $f = 10^6 \text{ Hz}$  ist die Abweichung  $\pm 1 \text{ Hz}$ ). Unter besonderen Vorsichtsmaßnahmen im Laboratorium (Quarzuhren) kann die Konstanz bis zu  $5 \cdot 10^{-9}$  gesteigert werden.

### Steuerbedingungen

Für die Aussteuerung der Röhre ist durch die Beziehung  $I_a = f(u_{st})$  die Form der Kennlinie maßgebend. Für den Idealfall bei Röhren mit ausgesprochenem Sättigungsgebiet (Röhren mit Wolfram-Katoden) ist für volle Stromaussteuerung:

$$u_{st} = u_g + D u_a$$

Man unterscheidet zwischen:

Schwingungen erster Art, wenn

$$u_{st} = u_g + D u_a = \frac{1}{2} U_s$$

$U_s$  = Sättigungsspannung, Arbeitspunkt auf der Mitte der Kennlinie. Die Steuerspannung schwankt zwischen Null und  $U_s$ . Die erforderliche  $u_{gr}$  heißt „Grenzgitterspannung“. Sie ist abhängig auch von  $D$  und den Betriebsverhältnissen. Bei entgegengesetzter Phase von

$$u_g \text{ und } u_a: u_{gr} = U_s (1 - D) - U_g$$

und Schwingungen zweiter Art,

bei denen  $U_g > u_{gr}$ . Der Arbeitspunkt liegt praktisch in der Nähe des Nullpunktes.

### Grenzwiderstand des Anodenkreises

$$R_{gr} = \frac{u_a}{I_a} = 2 \frac{U_s - U_g}{I_s}$$

$$R_a < R_{gr}: \text{unterspannter Zustand} \quad u_a = I_a R_a < U_s$$

$$R_a > R_{gr}: \text{überspannter Zustand} \quad u_a = I_a R_a > U_s$$

Bearbeiter Rü 1-1 bis 12: Dr. Roeschen

# Besselsche Funktionen

## Die Besselsche Differentialgleichung

$$\frac{d^2 y}{dx^2} + \frac{1}{x} \frac{dy}{dx} + \left(1 - \frac{n^2}{x^2}\right) y = 0 \quad (1)$$

$x$  = reelle oder komplexe Variable,  $n$  = beliebige reelle Zahl

stellt eine lineare homogene Differentialgleichung zweiter Ordnung dar, deren Lösung nicht durch ganze oder gebrochene Funktionen bzw. elementare transzendente Funktionen möglich ist. Die Lösung erfolgt durch Potenzreihenansatz

$$y(x) = x^m \sum b_m x^m = \sum b_m x^{m+n} \quad (2)$$

Die Koeffizienten werden bestimmt durch den Ansatz

$$y(x) = 2^n b_0 \sum_{m=0}^{\infty} \frac{(-1)^m}{m! (n+1)(n+2) \dots (n+m)} \left(\frac{x}{2}\right)^{n+2m} \quad (3)$$

Der Nenner des Quotienten unter dem „ $\Sigma$ -Zeichen“ kann durch die von Gauß eingeführte Funktion

$$\frac{\Pi(m+n)}{\Pi(m)} = (m+1)(m+2) \dots (m+n) \quad (4)$$

dargestellt werden. Damit erhält die Lösung der allgemeinen Besselschen Differentialgleichung die Form

$$y(x) = 2^m \Pi(m) b_0 \sum_{m=0}^{\infty} \frac{(-1)^m}{\Pi(m) \Pi(m+n)} \left(\frac{x}{2}\right)^{m+2n} \quad (5)$$

Weitere Lösungen erhält man durch Multiplikation mit einer beliebigen von  $x$  unabhängigen Zahl. Somit ergibt sich die

## Besselsche Funktion $n$ . Ordnung von $x$ erster Art

$$\begin{aligned} y(x) = I_n(x) &= \sum_{m=0}^{\infty} \frac{(-1)^m}{\Pi(m) \Pi(m+n)} \left(\frac{x}{2}\right)^{m+2n} \\ &= \frac{x^n}{2^n \Pi(n)} \left\{ 1 - \frac{x^2}{2 \cdot (2n+2)} + \frac{x^4}{2 \cdot 4 (2n+2)(2n+4)} - \dots \right\} \quad (6) \end{aligned}$$

$x$  = Argument  
 $n$  = Parameter (Index) } der Funktion  $x$

Die Funktion (6) ist gültig für alle endlichen, reellen oder komplexen Werte des Argumentes. Eine andere Schreibweise der gleichen Funktion ist

$$I_n(2\sqrt{x}) = \sqrt{x^n} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{(-x^m)}{\Pi(m) \Pi(n+m)} \quad (6a)$$

Speziell gilt

$$I_0(x) = 1 - \frac{x^2}{2^2} + \frac{x^4}{2^2 \cdot 4^2} - \frac{x^6}{2^2 \cdot 4^2 \cdot 6^2} + \dots \quad (7)$$

$$I_1(x) = \frac{x}{2} \left\{ 1 - \frac{x^2}{2 \cdot 4} + \frac{x^4}{2 \cdot 4^2 \cdot 6} - \frac{x^6}{2 \cdot 4^2 \cdot 6^2 \cdot 8} + \dots \right\} \quad (8)$$

### Grenzwerte

<p style="text-align: center;">reelles Argument</p> $I_0(x) = 1 \quad I_n(x) = \frac{\left(\frac{x}{2}\right)^n}{\Pi(n)} \text{ für } n > 0$ $I_1(x) = \frac{x}{2} \quad I_n(0) = \begin{cases} 0 & \text{für } n < 0 \\ n = \text{ganze Zahl} \\ \infty & \text{für } n < 0 \\ n = \text{nicht ganzzahlig} \end{cases}$ $I_2(x) = \frac{x^2}{2}$	<p style="text-align: center;">imaginäres Argument</p> $I_0(ix) = 1$ $I_1(ix) = \frac{ix}{2}$
---	---

$$I_0(x) = 1, \text{ für } x = 0 \quad I_n(x) = 0, \text{ für } x = \infty$$

### Besselsche Funktionen mit negativem Parameter

$$I_{-n}(x) = \sum_{m=0}^{\infty} \frac{(-1)^m}{\Pi(m) \Pi(-n+m)} \left(\frac{x}{2}\right)^{-n+2m} \quad (9)$$

$$I_{-n}(x) = (-1)^n I_n \quad (10)$$

Die Besselschen Funktionen mit negativem, ganzen Parameter sind gleich den Besselschen Funktionen mit dem gleichen, positiven Parameter, aber negativem Vorzeichen.

### Beziehungen zwischen Besselschen Funktionen verschiedener Ordnung und ihren Ableitungen

$$I'_n = \frac{1}{2} (I_{n-1} - I_{n+1}) \quad (11)$$

$$I'_0 = -I_1, \text{ für } n = 0$$

### Rekursionsformeln

$$\frac{2n}{x} I_n = I_{n-1} + I_{n+1}, \text{ für alle } n \leq 0 \quad (12)$$

Es gilt allgemein, wenn  $p =$  positive ganze Zahl

$$I_{n+p} = I_n \sum_0^p (-1)^m \frac{\Pi(p-m) \Pi(n+p-m-1)}{\Pi(m) \Pi(p-2m) \Pi(n+m-1)} \left(\frac{2}{x}\right)^{p-2m} \quad (13)$$

$$- I_{n-1} \sum_0^p (-1)^m \frac{\Pi(p-m-1) \Pi(n+p-m-1)}{\Pi(m) \Pi(p-2m-1) \Pi(n+m)} \left(\frac{2}{x}\right)^{p-2m-1}$$

$$I_{n-p} = I_n \sum_0^p (-1)^m \frac{\Pi(p-m) \Pi(n-m)}{\Pi(m) \Pi(p-2m) \Pi(n-p+m)} \left(\frac{2}{x}\right)^{p-2m} \quad (14)$$

$$- I_{n+1} \sum_0^p (-1)^m \frac{\Pi(p-m-1) \Pi(n-m-1)}{\Pi(m) \Pi(p-2m-1) \Pi(n-p+m)} \left(\frac{2}{x}\right)^{p-2m-1}$$

d. h. zwischen drei beliebigen Besselschen Funktionen besteht eine lineare Beziehung. Die Koeffizienten sind ganze Funktionen des Argumentes

$$I_n = \sum_0^p (-1)^m \frac{\Pi(p) \Pi(n+p)}{\Pi(m) \Pi(p-m) \Pi(n+m)} \left(\frac{2}{x}\right)^{p-m} I_{n+p+m} \quad (15)$$

Aus 
$$I'_n = \frac{1}{2} (I_{n-1} - I_{n+1})$$

folgt 
$$2 I''_n = I'_{n-1} - I'_{n+1}$$

$$4 I''_n = I_{n-2} - 2 I_n + I_{n+2}$$

$$2^3 I'''_n = I_{n-3} - 3 I_{n+1} + 3 I_{n+1} - I_{n+3}$$

$$2^4 I''''_n = I_{n-4} - 4 I_{n-2} + 6 I_n - 4 I_{n+2} + I_{n+4}$$

$$2^p \frac{d^p I_n}{d x^p} = \sum_0^p (-1)^m \frac{\Pi(p)}{\Pi(m) \Pi(p-m)} I_{n-p+2m} \quad (16)$$

### Integraldarstellung der Besselschen Funktionen

Die Integraldarstellung ist für technische Probleme meist leichter zu handhaben als eine Reihenentwicklung. Ein bestimmtes Integral genügt



einer Differentialgleichung zweiter Ordnung, wenn der Integrand das Produkt der Lösungen zweier Differentialgleichungen erster Ordnung ist. Wenn  $\varphi$  und  $\psi$  Lösungen sind, ist

$$v \frac{d\varphi(v)}{dv} + (\alpha v - \beta) \varphi(v) = 0 \quad (17)$$

$$v(v-1) \frac{d\psi(v)}{dv} + (\gamma v - \delta) \psi(v) = 0$$

$$\alpha = \mp 2i; \quad \beta = n; \quad \gamma = 1 - n; \quad \delta = \frac{1}{2}$$

womit  $\varphi(v) = e^{\pm 2iv}$  und  $\psi(v) = \frac{(1-v)^{n-\frac{1}{2}}}{\sqrt{v}}$

Bei Einführung von  $u = 1 - 2v$  als Integrationskonstante erhält man für

$$n > -\frac{1}{2}: \quad I_n(x) = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \cdot \frac{x^n}{2^n \Gamma\left(n - \frac{1}{2}\right)} \int_{-1}^{+1} (1-u^2)^{n-\frac{1}{2}} \cos xu \, du \quad (18a)$$

$$= \frac{2}{\sqrt{\pi}} \cdot \frac{x^n}{2^n \Gamma\left(n - \frac{1}{2}\right)} \int_0^1 (1-u^2)^{n-\frac{1}{2}} \cos xu \, du$$

$$u = \cos \omega$$

$$I_n(x) = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \cdot \frac{x^n}{2^n \Gamma\left(n - \frac{1}{2}\right)} \int_0^\pi \cos(x \cos \omega) \sin^{2n} \omega \, d\omega \quad (18b)$$

$$= \frac{2}{\sqrt{\pi}} \cdot \frac{x^n}{2^n \Gamma\left(n - \frac{1}{2}\right)} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \cos(x \cos \omega) \sin^{2n} \omega \, d\omega$$

Um dem derzeitigen Mangel an ausländischen Zeitschriften zu begegnen, können von den mit Bestell-Nr. versehenen Referaten in beschränktem Umfang Photokopien zum Preise von 2,- DM je Seite und Porto zur Verfügung gestellt werden

### Mathematik

**512.9:518.4**

Bestell-Nr. 1054

OPPELT, WINFRIED: Graphische Verfahren zur komplexen Multiplikation. *Arch. elektr. Übertr.* 2 (1948) Nr. 2/3, S. 76/78.

**531.391**

Bestell-Nr. 1001

STEFANIAK, H. ST.: Eine einfache Methode zur Ermittlung der charakteristischen Daten eines gedämpft schwingenden Systems zweiter Ordnung mit Hilfe einer neuen Auftragung der Resonanzkurven. *Z. angew. Math. Mech.* 28 (1948) Nr. 11/12, S. 368/371, 4 Abbildungen.

Zu einfach auszuwertenden Resonanzkurven gelangt man, wenn man, anstatt von den unmittelbar auffallenden Merkmalen der Amplitude, Phasenwinkel und Frequenz, von Größen ausgeht, die sich aus diesen ableiten lassen. Verwendung zur theoretischen Darstellung und zur praktischen Auswertung von Resonanzversuchen.

### Physik

**531.716**

Bestell-Nr. 2032

Variable-resistance spring transducer. *Intern. Bur. Stand.*, 32 (Okt. 1948) Nr. 10, S. 122, 1 Abbildung.

Einen hochempfindlichen Indikator für die Messung kleiner Längenänderung stellt eine schneckenförmig oder konisch mit leicht veränderlicher Steigung gewickelte Feder dar. In entspanntem Zustand hat sie etwa den Widerstand eines gleichlangen Zylinders. Je nach Spannung ändert sich der Widerstand, um schließlich gleich dem Widerstand des ausgespannten Leiters zu werden. Zur Vermeidung von Übergangswiderständen zwischen den einzelnen Windungen der aus Nickellegierung bestehenden Feder ist sie leicht vergoldet. Ohne zusätzliche Verstärkung lassen sich mit Hilfe der Widerstandsänderungen

Längenänderungen von 0,25  $\mu$  messen. Für die Meßmethodik sind Brückenschaltungen besonders geeignet.

**531.76/7**

Bestell-Nr. 2011

LEVY, S., McPHERSON, A. E., u. HOBBS, E. V.: Calibration of accelerometers. *J. of Res. Bur. Stand.* 41 (1948) Nr. 5, S. 359/369, 15 Abbildungen

Beschreibung von drei Methoden zur Eichung von Beschleunigungsmessern. Erste Ausführung zur Benutzung auf Schüttelmaschinen in einem Frequenzbereich von 20 ... 110 Hz bei Beschleunigungen bis 80 g. Zweite Ausführung zur Eichung von Beschleunigungsmessern im Gelände unmittelbar vor oder nach einem Versuch. Dritte Ausführung erreicht mit Zentrifugen Werte bis 1000 g. Formeln zur Berechnung der Beschleunigung in allen drei Systemen. Vergleich verschiedener Systeme, u. a. des NBS-Vakuumröhren-Beschleunigungsmessers.

**534.081:534.612**

Bestell-Nr. 2020

WIENER, F. M.: Equipment for measuring sound pressures in the auditory canal. *Bell Laboratories Record* (1948) Nr. 6, S. 261/264, 3 Abbildungen.

Für die Beurteilung der Eigenschaften eines Kopfhörers ist die Kenntnis der im Ohr erzeugten Schalldrücke notwendig. Mit einem in den Gehörgang eingeführten Mikrofon lassen sich derartige Messungen ausführen.

**535.37:546.811**

Bestell-Nr. 1056

PEYROU, CH.: Luminescence des sulfures de zinc-cadmium, transitions électroniques sans émissions de lumière, chocs multiples. *Ann. Physique* 3 (1948) S. 459.

**537.315.8**

Bestell-Nr. 1055

CHENOT, MADELEINE: Recherches expérimentales sur la décharge en haute fréquence. *Ann. Physique*, 3 (1948) S. 277.

BLAU, M., u. CARLIN, J. R.: Industrial applications of radioactivity. *Electronics*, N. Y. 21 (1948) Nr. 4, S. 78/82, 11 Abbildungen.

Technische Einzelheiten von Geräten in der Form als Widerstand, elektrostatisches Voltmeter, Lichtquellen, Röhrenkatoden, Meßgeräten, Flüssigkeitsanzeigern, Galvanometern, Regelgeräten und Mikrometern.

**551.510** Bestell-Nr. 6023  
BENNINGTON, T. W.: Ionosphere review 1948. *Wireless Wld.* 55 (Febr. 1949) Nr. 2 S. 56/60, 3 Abbildungen.

Bericht über die Sonnenflecktätigkeit, die ionosphärischen Verhältnisse und die Ausbreitung der Kurzwellen im Jahre 1948 mit einem Ausblick auf die 1949 zu erwartenden Verhältnisse.

**551.591:621.3.029.62** Bestell-Nr. 2027  
KOHLER, K.: Bestimmung von Erdschnitten zur Prüfung der optischen Sicht bei Ultraschwellenstrecken. *Elektrotechn. Zeitschrift (ETZ)* 69 (1948) Nr. 9, S. 296/297, 4 Abbildungen.

Für die Planung von UKW-Verbindungen darf die optische Sicht nicht durch das Gelände unterbrochen werden. Die Erdkrümmung kann für die in Betracht kommenden Entfernungen als so klein angenommen werden, daß die Höhenlinien senkrecht auf der den Erdschnitt begrenzenden Ellipsensehne stehen. Es kann dann die Gleichung der Nulllinie eines Erdschnittes aufgestellt werden, die eine Näherungsparabel an den Großkreis darstellt. In elementarer Weise läßt sich durch Konstruktion eine beliebige Anzahl von Punkten der Nulllinie bestimmen.

**587.521.7.029.6** Bestell-Nr. 1002  
PROWSE, W. A., u. JASINSKI, W.: Oscillographic observations on uhf sparks. *Nature*, Lond. 163 (15. 1. 1949) Nr. 4133, S. 103/104. Durchschlag von Gasen bei cm-Wellen.

**587.525** Bestell-Nr. 1057  
KEHLER, H.: Über eine Anordnung zur Kathodenzerstäubung und Glimmentladung. *Optik* 3 (1948) S. 120.

**537.723.1** Bestell-Nr. 1058  
HEFFELS, JOSEF: Ein Verfahren zur Messung der Fehlwinkel von Widerständen. *Arch. elektr. Übertr.* 2 (1948) Nr. 2/3, S. 78/83. Benutzung handelsüblicher Geräte in Brückenschaltungen zum Vergleich mit einem Zeit-

konstanten-Normal, wenn Meßgenauigkeiten von 10% bis 20% genügen.

**537.726** Bestell-Nr. 2002  
FRANZ, R.: Wellenlängen-Messung von Mikrostrahlen. *Radio-Techn.* 1948 Heft 6, S. 249/255, 12 Abbildungen.  
Bespprechung von Methoden zur Wellenlängen-Messung im Gebiet von 0,1 bis 1 mm.

**538.314** Bestell-Nr. 1059  
NÉEL, LOUIS: Propriétés magnétiques des ferrites, ferrimagnétisme et antiferromagnetisme. *Ann. Physique* 3 (1948) S. 137.

## Akustik

**534.621.816.7.07** Bestell-Nr. 1003  
FLÜGGE-LOTZ, J., u. KLOTTER, K.: Über Bewegungen eines Schwingers unter dem Einfluß von Schwarz-Weiß-Regelungen. *Z. angew. Math. Mech.* 28 (1948) Nr. 11/12, S. 317/337, 29 Abbildungen.

Mechanische Seite des Problems wird eingehend behandelt. Schwarz-Weiß-Regelung: Systemgleichung, Reglergleichung, Bewegungsgleichung, Regelfunktion, Reglersystem. Bewegungsablauf. Phasenebene. Ebene der Schaltwerte und ihre Aufteilung. Energiebetrachtungen und periodische Lösungen.

**534.218.4:534.414** Bestell-Nr. 1007  
INGARD, UNO.: On the radiation of sound into a circular tube, with an application to resonators. *J. acoust. Soc. Amer.* 20 (1948), Nr. 5, S. 665/682, 29 Abbildungen.  
Strahlung eines glatten Kolbens in einem starren runden Rohr.

**534.217:538.652:621.395.62** Bestell-Nr. 1008  
CAMP, LEON: Lumination designs for magnetostriuctive underwater electroacoustic transducers. *J. acoust. Soc. Amer.* 20 (1948) Nr. 5, S. 616—619, 7 Abbildungen, 2 Tabellen.

**534.24** Bestell-Nr. 1009  
FINNEY, W. J.: Reflection of sound from submerged plates. *J. acoust. Soc. Amer.* 20 (1948) Nr. 5, S. 626—637, 17 Abbildungen.

**534.321.9:574.159.9** Bestell-Nr. 1010  
DAVIS, HALLOWELL: Biological and psychological effects of ultrasonics. *J. acoust. Soc. Amer.* 20 (1948) Nr. 5, S. 605—607.

Aufruf zur Einsendung von wissenschaftlichem Beobachtungsmaterial an das Ultrasonics Panel of the Aeronautical Board.

**584.821.9 (091)**

Bestell-Nr. 1011

KLEIN, ELIAS: Some background history of ultrasonics. *J. acoust. Soc. Amer.* 20 (1948) Nr. 5, S. 601—604.

Entwicklungswege vor 1939.

**584.822:584.832**

Bestell-Nr. 1012

MILLER, GEORGE A.: The masking of tones by repeated bursts of noise. *J. acoust. Soc. Amer.* 20 (1948) Nr. 5, S. 691—696, 7 Abbildungen.

**584.42:673.5**

Bestell-Nr. 1061

THIENHAUS, ERICH: Über die Ziele der Klanguntersuchungen an Kirchenglocken. *Arch. elektr. Übertr.* 2 (1948) Nr. 4—5, S. 207—208.

**584.42**

Bestell-Nr. 1013

BACHEM, A.: Chroma fixation at the ends of the musical frequency scale. *J. acoust. Soc. Amer.* 20 (1948) Nr. 5, S. 704—705, 3 Abbildungen.

**584.61:889.8**

Bestell-Nr. 1014

THOMPSON, SANFORD P.: Reciprocity calibration of primary vibration standards. *J. acoust. Soc. Amer.* 20 (1948) Nr. 5, S. 627/640, 5 Abbildungen.

Prüfungen bis zu 700 c/s.

**584:581.66**

Bestell-Nr. 1004

WECKEN, FRANZ: Stoßwellenerzeugung bei Reflexion. *Z. angew. Math. Mech.* 28 (1948) Nr. 11/12, S. 338/341, 7 Abbildungen.

Beziehung für die Mähschen Wellen zwischen Einfallswinkel und Stoßintensität bei der Stoßwellenreflexion. Für eine stark einfallende Welle trifft die von Cranz und Scharadin (*Z. Phys.* 56 (1929) S. 163/169) und für eine schwache dagegen die von Schultz-Grunow (*Z. angew. Math. Mech.* 28 (1948) S. 30/31) angegebene Erklärung zu.

**584.121.1:584.231**

Bestell-Nr. 1005

FAY, R. D.: Interaction between a plate and a sound field. *J. acoust. Soc. Amer.* 20 (1948) Nr. 5, S. 620/625, 7 Abbildungen.

**584.121.2**

Bestell-Nr. 1006

STRASBERG, MURRAY: Radiation from a diaphragm struck periodically by a light mass. *J. acoust. Soc. Amer.* 20 (1948), Nr. 5, S. 683/690, 5 Abbildungen.

**584.213.4**

Bestell-Nr. 1060

SACERDOTE, GINO G.: Die Fortpflanzung einer amplitudenmodulierten Schallwelle in einer Röhre. *Arch. elektr. Übertr.* 2 (1948) Nr. 4/5, S. 186/189.

Strahlungsdruck im Falle ebener amplitudenmodulierter Wellen. Methode, um aus einer Phasennessung den Absorptionskoeffizienten eines Materials für verschiedene Frequenzen festzustellen.

**584.611.081.1**

Bestell-Nr. 1015

SALMON, VINCENT: Suggested reference level nomenclature. *J. acoust. Soc. Amer.* 20 (1948) Nr. 5, S. 107.

**584.771**

Bestell-Nr. 1016

JOHNSTON, P. W.: The Massachusetts hearing test. *J. acoust. Soc. Amer.* 20 (1948) Nr. 5, S. 697/703, 3 Abbildungen.

**584.842**

Bestell-Nr. 1017

BOER, JAN DE, u. SCHENKEL, GERRIT: Electromechanical feedback. *J. acoust. Soc. Amer.* 20 (1948) Nr. 5, S. 641/647, 9 Abbildungen.

**584.843**

Bestell-Nr. 1062

CREMER, LOTHAR: Über die akustische Grenzschicht vor starren Wänden. *Arch. elektr. Übertr.* 2 (1948) Nr. 4/5, S. 136/139.

**584.843/4 (42)**

Bestell-Nr. 1018

PARKIN, P. H.: Concert hall acoustics. *Nature, Lond.* 163 (22. I. 49), Nr. 4134 S. 122/124.

Diskussion über die Arbeiten von P. Morse u. R. H. Bolt: Sound waves in rooms, *Rev. mod. Physics* 16 (1944) Nr. 2 und von W. C. Sabine: Collected papers on acoustics. Oxford Univ. Press. durch Hope Bagenal. Planung einer neuen Musikhalle für London.

**584.845**

Bestell-Nr. 1019

SMITH, MYRON C., u. BEYER, ROBERT T.: Ultrasonic absorption in water on the temperature range 0°—80° C. *J. acoust. Soc. Amer.* 20 (1948) Nr. 5, S. 608/610, 5 Abbildungen, 2 Tabellen.

Messungen mit Frequenzen zwischen 12, 25 und 40,5 Megacycles.

**584.846.6:621.317.33**

Bestell-Nr. 1020

JONES, ARTHUR TABER: The echoes at echo bridge. *J. acoust. Soc. Amer.* 20 (1948) Nr. 5, S. 706/707, 1 Abbildung.



## Chemie

546.287

Bestell-Nr. 1021

GLOVER, D. W., u. BULL, R. L.: The production and properties of silicones. *Post Office electr. Engrs. J.* 40 (1947) Nr. 3, S. 120/123. Elektrische, physikalische und mechanische Eigenschaften. Herstellung. Verwendung.

## Elektrotechnik und Elektromedizin

621.3.015.83:621.316.842

Bestell-Nr. 2013

Shunts and inductors for surge-current measurement. *Techn. News Bull.* 32 (1948) Nr. 7, S. 77/79, 2 Abbildungen.

Die Messung von Stoßströmen bereitet wegen der hohen Stromstärken (bis zu 200 000 A) und der kurzen Zeitdauer (Größenanordnung von einigen  $\mu$ s), sowie der auftretenden hochfrequenten Komponenten besondere Schwierigkeiten. Zur Vermeidung von Fehlern bei der Messung des Spannungsabfalles an einem Shunt muß dieser u. a. geringe Induktivität, ausreichende Masse zur Ableitung der entstehenden Wärme, genügende Festigkeit zur Aufnahme der durch das Magnetfeld entstehenden mechanischen Kräfte und kleinen Skineffekt haben. Zwei verschiedene Ausführungen (koaxiale Rohre und flache Streifen) wurden im NBS gebaut und untersucht. Die koaxiale Ausführung hat eine geringere Zeitkonstante und im Gebiet der hohen Frequenzen eine kleinere Impedanzänderung.

621.3.018.44

Bestell-Nr. 1022

DÄLLENBACH, WALTER: Stromwärmeverluste (Skineffekt) an Leitern und Isolatoren mit leitender Oberflächenschicht. *Bull. Schweiz. elektrotechn. Ver.* 39 (1948) Nr. 14, S. 439/446, 1 Abbildung.

Der Stromwärmeverlust (Skineffekt) an einem Leiter oder Isolator mit ebener leitender Oberflächenschicht wird unter Berücksichtigung des Verschiebungsstromes berechnet. Bei gut leitender Schicht auf schlecht leitender oder nicht leitender Unterlage hat der Stromwärmeverlust in Abhängigkeit von der Schichtdicke ein Minimum.

621.313.1.843:621.396.78

Bestell-Nr. 1023

HALL, L. L.: A 625 kVA emergency generating plant at Leafield radio station. *Post Office electr. Engrs. J.* 40 (1947) Nr. 3, S. 124/129, 5 Abbildungen.

Stromlieferungsanlage für die Leafield-Funkanlagen.

621.314.26

BORDONI, P. G.: Demoltiplicazione sincrona di frequenza. *Ric. Sci.* 18 (1948) Nr. 3/4, S. 390/394, 5 Abbildungen. Mechanische und elektrische Lösungen.

621.314.626

Bestell-Nr. 2026

KOPPELMANN, F.: Eine neue Ausführung des Kontaktumformers. *Elektrotechnik* 2 (1948) Nr. 12, S. 329/332, 6 Abbildungen.

In einer sechsphasigen Brückenschaltung läßt sich der Kontaktumformer nicht nur für den Betrieb mit ruhiger Belastung, sondern auch für schwierigere Betriebsverhältnisse verwenden. Die Vorteile dieser Schaltung sind u. a. größere Leerlauf- und Lastsicherheit, größere Lebensdauer der Kontakte, kleinere Abmessungen der Schaltrosseln und größerer Leistungsfaktor, dem als Nachteil ein etwa 50% größerer induktiver Spannungsabfall, eine etwa 8% größere Bauleistung und doppelte Kontaktzahl bei kleineren Leistungen gegenübersteht.

621.315.2.017.21

Bestell-Nr. 1063

GEMANT, ANDREW: Eine Modellmethode zur Bestimmung von Kabeltemperaturen. *Arch. elektr. Übertr.* 2 (1948) Nr. 4/5, S. 148/152.

621.315.2.054.3:654.15

Bestell-Nr. 1024

SCHUBERTH, H.: Bemessung von Fernleitungen. *Fernm.-Prax.* 25 (1948) Nr. 3, S. 71/78, 83/86, 8 Abbildungen.

Maschennetz. Sternnetz. Netzgestaltung. Zusammensetzung des Gesprächsflusses. Zeitaufwand. Verkehrsgüte. Abwicklungsarten. Leitungsleistung. Wirtschaftlichkeit. Leistungsbemessung: Gesprächszählung, Ermittlung des Belegungswertes, Bestimmung des Leitungsbedarfs.

621.315.21:621.3.028.08

GAZZANA-PRIAROGGIA, P.: Impedanza d'entrata di una linea disuniforme. *Alta Frequ.* 17 (Juni 1948) Nr. 3, S. 99/101, 1 Abbildung.

Eingangsimpedanz einer Leitung mit kleinen Unregelmäßigkeiten. Neues Meßverfahren und Vergleich mit denen von Kaden, Brillouin, Aguillon, Parcé, Zin usw.

**621.315.21:621.395.8:621.192** Bestell-Nr. 1025  
BARNES, E. J., WOOD, A. E., u. RICHARDS,  
D. L.: Standards of transmission and local line  
limits. *Post Office electr. Engrs. J.* 40 (1947)  
Nr. 1, S. 8/13, 4 Abbildungen, 3 Tabellen.

Unterschiede von männlicher und weiblicher  
Stimme, aufgezeigt in Kennlinien, gewonnen  
aus Telefongesprächen. Einfluß der Lei-  
tungseigenschaften auf verschiedene Fre-  
quenzen. Tabellenwerte von 1, 2, 2,6, 3 und  
4 Meilen Kabelleitungen vom Typ ro lb.  
Auswertung für den Bau neuer Kabel.

**621.315.213:677.73.05** Bestell-Nr. 1026  
DEERING, J. E.: The manufacture of star-  
quad telephone cable. *Post Office electr. Engrs.*  
*J.* 40 (1948) Nr. 3, S. 97/101, Nr. 4, S. 170/174;  
41 (1948) Nr. 1, S. 29/33, 18 Abbildungen,  
2 Tabellen.

Herstellung von Stern-Vierer-Kabeln und  
Fehler während der Kabelherstellung. Draht-  
isolierung. Viererbildung. Kabelmaschine.  
Abschirmung. Trocknen. Herstellung des Blei-  
mantels. Abnahmemessungen. Mantelfehler.

**621.315.28 (42) (492) :** Bestell-Nr. 1027  
**621.395.5**

RHODES, J.: Aldeburgh-Domburg No 6  
submarine cable system. *Post Office electr.*  
*Engrs. J.* 41 (1948) Nr. 1, S. 1/9, 13 Abbil-  
dungen.

Beschreibung des am 11. Dezember 1947 in  
Betrieb genommenen Coaxialkabels zwischen  
England und den Niederlanden. Kabelaufbau.  
Verlegung. Ämtereinrichtungen. 7 Kanäle mit  
je 12 Trägerfrequenzen zwischen 24 und 372  
kc/s in der einen und 456 bis 804 kc/s in der  
anderen Richtung.

**621.315.61** Bestell-Nr. 1064  
IMHOF, A.: Elektrische Isolierstoffe, eine  
Übersicht. *Bull. schweiz. elektrotechn. Ver.* 39  
(1948) Nr. 5, S. 129/140.

**621.315.61.015.51** Bestell-Nr. 1065  
PERLICK, PAUL: Der Durchschlag bei  
festen Isolierstoffen. *Arch. elektr. Übertr.* 2  
(1948) Nr. 4/5, S. 174/185.

Durchschlagstheorien. Einfluß von Schicht-  
dicke, Umgebungstemperatur und Zeitab-  
hängigkeit.

**621.315.612.6** Bestell-Nr. 1066  
GAULIS, J.: Caractéristiques et fabrication  
des textiles de verre utilisés comme isolant en  
électrotechnique. *Bull. schweiz. elektrotechn.*  
*Ver.* 39 (1948) Nr. 8, S. 267/272.

**621.315.612.6** Bestell-Nr. 1067  
NOUVION, F.: Résultats obtenus en France  
par l'emploi des textiles de verre dans la con-  
struction électrotechnique. *Bull. schweiz.*  
*elektrotechn. Ver.* 39 (1948) Nr. 8, S. 272/278.

**621.315.616.9** Bestell-Nr. 1068  
SENARCLENS, G. DE: Les silicones. *Bull.*  
*schweiz. elektrotechn. Ver.* 39 (1948) Nr. 5,  
S. 117/126.

**621.315.616.96** Bestell-Nr. 1069  
SENARCLENS, G. DE: Quelques matières  
plastiques nouvelles utilisées dans les isolants  
électriques. *Bull. schweiz. elektrotechn. Ver.* 39  
(1948) Nr. 5, S. 140/147.

**621.315.616.96** Bestell-Nr. 1028  
CAFLISCH, C.: Bedeutung einiger Neustoffe  
für die Starkstrom- und Hochspannungs-  
technik. *Bull. schweiz. elektrotechn. Ver.* 39  
(1948) Nr. 9, S. 299/304, 5 Abbildungen.

Einfluß der Feuchtigkeit auf Isolierstoffe:  
Oberflächenerscheinungen, Sättigung der Iso-  
lierstoffe mit Feuchtigkeit, Durchlässigkeit  
für Wasserdampf. Obere Grenztemperatur:  
chemische Stabilität, Temperaturabhängig-  
keit der elektrischen Eigenschaften und der  
mechanischen Eigenschaften.

**621.316.992/3** Bestell-Nr. 1029  
RINNES, R. E.: Some aspects of earthing.  
*Post Office electr. Engrs. J.* 40 (1947) Nr. 3,  
S. 130/134, 8 Abbildungen.

Widerstand einer Erd-Elektrode. Zwei Elek-  
troden parallel geschaltet. Tiefe der Elek-  
troden. Messung des Bodenwiderstandes.

**621.316.86.016.35.029.6** Bestell-Nr. 2021  
PFISTER, A. C.: Precision carbon resistors.  
*Bell Labor. Rec.* 26 (1948) Nr. 10, S. 401/406,  
6 Abbildungen.

Untersuchung der zeitlichen Konstanz von  
Kohleschicht-Widerständen verschiedener  
Ausführung.

**621.316.86.029.64** Bestell-Nr. 2022  
ROOSEBROECK, W. VAN: High-frequency  
deposited carbon resistors. *Bell Labor. Rec.* 26  
(1948) Nr. 10, S. 407/410, 5 Abbildungen.

Hochohmige Schichtwiderstände zeigen im  
HF-Gebiet eine Widerstandsabnahme. Für  
Radargeräte usw. wurden neue Formen ent-  
wickelt, die mit ihren Besonderheiten be-  
sprochen werden.

## Meßtechnik, Meßgeräte

**621.317.31** Bestell-Nr. 1030

REPPISCH, J. A.: Über die Messung gemischter Ströme. *Fernm.-Prax.* 25 (1948) Nr. 12, S. 47/52, 5 Abbildungen.

Messung überlagerter Ströme in Röhrenstromkreisen. Strom-Zeit-Diagramm. Wahl der Meßsysteme. Mittelwert. Effektivwert.

**621.317.333.4:** Bestell-Nr. 1031  
**621.315.212.029.6**

ROBERTS, F. F.: Pulse techniques in coaxial cable testing. *Post Office electr. Engrs. J.* 41 (1948) Nr. 1, S. 13/17, 10 Abbildungen.

Verwendung von 3 Mikrosekunden-Gleichstrom-Impulsen für Fehlerengrenzungen in koaxialen Kabeln. Neuere Versuche mit 20 mc/s-Träger für Impedanzmessungen.

**621.317.335** Bestell-Nr. 1032

REPPISCH, J. A.: Die Messung der Durchgriffskapazität zweier durch einen statischen Schirm getrennten Wicklungen. *Fernm.-Prax.* 25 (1948) Nr. 4, S. 87/88, 3 Abbildungen.

Berechnungsbeispiele.

**621.317.335** Bestell-Nr. 2012

MOON, CH., u. SPARKS, C. M.: Standards for low values of direct capacitance. *J. Res. Bur. Stand.* 41 (1948) Nr. 5, S. 497/507, 11 Abbildungen.

Es wird die Ausführung eines Normals für kleine Kapazitäten beschrieben. Ausgehend von der Thomsonschen Schutzringausführung wird ein neues Normal entwickelt („guardwell“-Typ), das im Bereich von 0,001...5 pF verwendbar ist und damit für die Eichung von Brücken usw. zur Messung kleinster Kapazitäten (Durchgriffskapazitäten usw.) verwendbar ist. Die Genauigkeit beträgt für 0,01 pF etwa  $\pm 0,5\%$ , für 0,001 pF etwa  $\pm 2\%$ .

**621.317.351.012.1**

NIESTEN, J. G., u. WIJNTERP, W.: Polaire Diagrammen. *Electro-Techniek* 25 (1947) Nr. 24, S. 365/371.

Darstellung von Polardiagrammen mit Katodenstrahloszillographen. Ausführlicher Auszug in Bull. schweiz. elektrotechn. Ver. 29 (1948) Nr. 14, S. 449/451, 7 Abbildungen.

**621.317.361.029.6:621.314.26**

VAN DIJL, B.: Frequentiemeting en frequentiedieling met behulp van trekkerschakelingen. *Het P. T. T. bedrijf (Niederlande).* (1947/48) Nr. 4, S. 133/141, 13 Abbildungen.

Frequenzmessungen und Frequenzteilungen mit Hilfe eines Multivibrators zwischen 0 und 200 000 Hz mit Genauigkeiten von 1, 0,1 und 0,01 Hz.

**621.317.725** Bestell-Nr. 2003

SILBERBAUER, R.: Isolationswiderstandsmesser bis  $5 \cdot 10^{10}$  Ohm. *Radio-Techn.* 1949 Heft 7, S. 331/333, 6 Abbildungen.

Beschreibung eines von der Firma NORMA, Wien, hergestellten, direkt zeigenden Widerstandsmeßgerätes mit Röhrenmikroampere-meter.

**621.317.783.029.6**

FEIKER, E., u. MEAHL, H. R.: Direct-reading wavemeter design. *Electronics, N. Y.* 21 (1948) Nr. 3, S. 103/107, 9 Abbildungen.

Einzelheiten über den Bau von direktanzeigenden Wellenmessern für 2 bis 75 cm. Theorie der Linearität. Verwendung in Hohlraumleitern.

**621.317.733** Bestell-Nr. 2024

KITTNER, J. W.: Test sets for dielectric faults in coaxial cable. *Bell Labor. Rec.* 26 (1948) Nr. 10, S. 416/420, 6 Abbildungen.

Beschreibung eines tragbaren batterie gespeisten Gerätes für die Kabelprüfung mit Hochspannung. Die von einem mit einem Zerkacker betriebenen Transformator erzeugte Hochspannung wird in einer Anordnung von gasgefüllten Röhren mit kalter Katode gleichgerichtet und für die Speisung von Brückenordnungen verwendet.

**621.317.733.029.5**

SCHUMANN, F., u. DUKE, C.: R-f bridge for broadcast stations. *Electronics, N. Y.* 21 (1948), Nr. 4, S. 83/85, 3 Abbildungen.

Veränderlicher Frequenz-Signal-Generator. Meßkreis. Brückenkreise. Detektor. Stromquelle. Arbeitsweise. Baudaten.

**621.317.361.029.6:587.726** Bestell-Nr. 1070

KNESER, HANS O.: Bemerkungen über Definition und Messung der Frequenz. *Arch. elektr. Übertr.* 2 (1948) Nr. 4/5, S. 167/169. Gruppenfrequenz und Phasenfrequenz.

## Magnete und Anwendung von Magnetismus

**621.318.22.588.221** Bestell-Nr. 2006

BUCKLEY, S. E.: Nickel-iron alloy dust cores. *Electr. Commun.* 25 (Juni 1948) Nr. 2, S. 126/131, 8 Abbildungen.



Von Massekernen wird bei hoher Kernpermeabilität eine möglichst große Konstanz bei veränderlicher Feldliniendichte gefordert. Darüber hinaus soll die Permeabilität zeitlich konstant und unempfindlich gegen Temperaturschwankungen sein. Die Hysterese-Verluste müssen klein sein. Es werden Untersuchungen an Massekernen aus Elektrolyt-eisen, Permalloy und Molybdän-Permalloy durchgeführt und in Kurven die Abhängigkeit der Permeabilität von der Feldstärke angegeben. Für Molybdän-Permalloy werden Gütekurven bis 100 kHz bei verschiedenen Kernpermeabilitäten und Kurven über die Abhängigkeit der Permeabilität von der Frequenz im Frequenzbereich 1 kHz...1 MHz veröffentlicht.

## Siebketten, Filter

621.818.7

Bestell-Nr. 6026

SANDEMAN, E. K.: Transmission-line filters. *Wireless Engr.* 26 (Jan. 1949) Nr. 304, S. 11/25, 14 Abbildungen.

621.818.7.029.6

Bestell-Nr. 2016

LEWIS, D.: A waveguide branching filter. *Bell Labor. Rec.* 26 (1948) Nr. 9, S. 372/376, 8 Abbildungen.

LC-Filter lassen sich bei Frequenzen von 4000 MHz nicht mehr zur Trennung mehrerer Kanäle eines Mehrkanalsystems verwenden. Durch geeignete Ausbildung der Hohlraumleitung können auch für dieses Frequenzgebiet Netzwerke aufgebaut werden.

## Fotozellen, Fotoelektronik und Glimmlampen

621.884.63

Bestell-Nr. 1071

WIDERÖE, R.: Zur Theorie des Synchrotrons (Gigator). *Bull. schweiz. elektrotechn. Ver.* 39 (1948) Nr. 10, S. 319/329.

## Röhrentechnik, Elektronenoptik

621.885.029.64

Bestell-Nr. 2014

SHOWER, E. G.: New vacuum tubes for the very high frequencies. *Bell Labor. Rec.* 26 (1948) Nr. 9, S. 361/363, 3 Abbildungen.

Beschreibung der Magnetron-Röhren Typ 5530 und 5541 mit Preßluftkühlung. Leistung 3 bzw. 10 kW in einem Frequenzbereich von 88...108 MHz.

621.885.621.896.64.029.64

KOMPFNER, R.: The traveling-wave tube as amplifier at microwaves. *Proc. Inst. Radio Engrs.* 35 (1947) Nr. 2, S. 124/127.

621.885

Bestell-Nr. 1033

WHITE, W. C.: Zusammenstellung von Bezeichnungen für Röhren und elektronische Geräte, deren Namen die Endung „tron“ führen. *Electronics Industries* Jan. 1946. Le Vide, Mai 1946 Nr. 3, *Bull. schweiz. elektrotechn. Ver.* 39 (1948) Nr. 22, S. 745/748.

Enthält u. a.: Augetron, Betatron, Cyclotron, Dynatron, Emitron, Ignitron, Kenotron, Klystron, Magnetron, Permatron, Pulsatron, Radiotron, Rhumbatron, Sentron, Thyatron.

621.885.752

CHERRICK, I. L.: Rugged electron tubes. *Electronics*, N. Y. 21 (1948) Nr. 4, S. 111/113, 4 Abbildungen.

Schutzanordnungen in den Röhren gegen heftige Stöße und dauernde Erschütterungen.

621.885.88

DEVOY, J. R.: New thyatron circuit for motor control. *Electronics*, N. Y. 21 (1948) Nr. 4, S. 116/119, 7 Abbildungen.

Kapazitätsaufladung. Gleichwertige RC-Schaltung. Kontrolle der Thyatron-Heizung. Beschleunigtes Ansprechen. Spannungskontrolle. Stromkontrolle. Schaltungsbild.

621.885.832

Bestell-Nr. 6010

PITMAN, D.: A cathode-ray tube chronoscope. *Electronic Engng.* 20 (Dez. 1948) Nr. 250, S. 384/389, 18 Abbildungen.

Durch einen Multivibrator, der mit 100 kHz schwingt, werden zwei gleichartige und unabhängige Generatoren gesteuert, die je eine treppenförmige Spannungskurve mit 10 Stufen von  $10^{-5}$  sec Länge erzeugen. Der Beginn des zu messenden Zeitintervalles bestimmt die Phase des einen Generators, das Ende des Zeitintervalles die des anderen Generators. Die Phasendifferenz der beiden Treppenstufen wird auf dem Schirm einer Braunschen Röhre sichtbar. Die Meßgenauigkeit ist gleich der Länge einer Treppenstufe, also  $\pm 10 \mu\text{sec}$ . Nach oben hin kann der Meßbereich beliebig erweitert werden.

621.885.832

Bestell-Nr. 6008

KNIGHT, S. A.: Cathode-ray oscilloscope. *Wireless Wld.* 54 (Dezember 1948) Nr. 12, S. 432/436, 5 Abbildungen.



Vollständige Schaltung eines Katodenstrahl-Oszillographen mit 50fachen Verstärker für 60 Hz bis 1 MHz, Zeitablenkgerät für Ablenkfrequenzen von 5 bis 200 000 Hz und einem gewobbelten Oszillator mit  $465 \pm 12$  kHz zum Abgleich von Zwischenfrequenzkreisen.

**621.385.832:621.396.619** Bestell-Nr. 2023

SEARS, R. W.: Beam deflection tube for coding in PCM. *Bell Labor. Rec.* 26 (1948) Nr. 10, S. 411-415, 7 Abbildungen.

Beschreibung einer Katodenstrahlröhre, die in dem 96-Kanal-Code-Modulations-System zur Umsetzung in die Code-Impulse benutzt wird.

**621.385.832**

JENSEN, A. S., SMITH, J. P., MESNER, M. H., u. Flory, L. E.: Barrier grid storage tube and its operation, *RCA Rev.* 9 (1948) Nr. 1, S. 112/135, 19 Abbildungen.

Zeichen auf der Braunschen Röhre. Veränderliche Zeichen. Restbeträge der Zeichen. Röhren im Betriebe. Störungen des Empfanges. Nachleuchtzeit. Filtereinbau. Aufbau der Ketten. Stromkreise.

**621.385.832:535.767**

IAMS, H. A., BURTON, R. L., u. CHANDLER, C. H.: Stereoscopic viewing of cathode-ray tube presentations. *RCA Rev.* 9 (1948) Nr. 1, S. 149/158, 10 Abbildungen.

Zwei Arten der Darstellung dreidimensionaler Fernsehbilder auf Braunschen Röhren. Oszillogramme. Einfluß des Flackerns auf die stereoskopische Wiedergabe.

**621.385.832:778.5**

Bestell-Nr. 1034

FISCHER, F.: Gedanken über die Eignung der Katodenstrahlröhre mit Fluoreszenzschirm für die Fernsehprojektion in Kinoteatern. *Bull. schweiz. elektrotechn. Ver.* 39 (1948) Nr. 15 S. 468/480, 12 Abbildungen.

Projektionsschirm. Lichtbedarf und Bildschärfe in Kinoteatern. Lichtstrom, Strahlungsleistung und Farbe. Lichtausbeute und Wirkungsgrad von Fluoreszenzschichten in Braunschen Röhren. Elektronenoptik. Fleckgröße und Bildauflösung. Strahlverbreiterung bei großen Stromstärken.

**621.385.833:621.316.722.1** Bestell-Nr. 2009

DORSTEN, A. C. VAN: Die Stabilisierung der Beschleunigungsspannung für ein Elektronenmikroskop. *Philips' techn. Rdsch.*, 10 (1948) Nr. 5, S. 137/143, 5 Abbildungen.

Für fotografische Aufnahmen mit dem Elektronenmikroskop muß die stetig regelbare Beschleunigungsspannung während einer Zeit von mindestens 30 sec auf  $\pm 0,2\%$  konstant gehalten werden. Durch Verwendung einer Regelschaltung mit starker Gegenkopplung kann diese Forderung erfüllt werden. Gleichzeitig werden die Schwierigkeiten, die durch das Auftreten starker kapazitiver Ströme bei derartigen Anordnungen bedingt sind, überwunden.

**621.385.833.061.3**

Bestell-Nr. 1035

COSSLETT, V. E.: Electron microscopy conference. *Nature, Lond.* 163 (1949) Nr. 4131, S. 32/34.

Tagung in Cambridge vom 20. bis 23. 9. 1948. Geräte und ihre Verwendung in Biologie und Metallwissenschaft.

## Fernmeldetechnik

**621.392.2:621.315.212.029.6** Bestell-Nr. 1073

FRÄNZ, KURT: Die Reflexion elektrischer Wellen an der kapazitiven Blende im rechteckigen Hohlrohr. *Arch. elektr. Übertr.* 2 (1948) Nr. 4/5, S. 140/147.

Vergleich mit dem Reflexionskoeffizienten der Schlitzblende zwischen zwei leitenden Ebenen. Berechnung des Reflexionskoeffizienten aus dem elektrostatischen Feld.

**621.392.21:536.212.2:**

Bestell-Nr. 1072

**621.315.21**

SCHUNACK, JOHANNES: Die Erwärmung eines inhomogenen Stabes und die Ladung eines inhomogenen Thomson-Kabels. *Arch. elektr. Übertr.* 2 (1948) Nr. 4/5, S. 190/270.

**621.392.5.072**

Bestell-Nr. 2001

DOMÉ, R. B.: Transformerless phase shifter. *Wireless Wld.* 54 (1949) Nr. 1, S. 23/24, 2 Abbildungen (Referat aus *Electronics*, N. Y. Dez. 1947, S. 111).

Bekannte Anordnungen zur Phasendrehung bedienen sich eines Transformators in Verbindung mit einem Widerstand und einem Kondensator. Damit lassen sich Phasendrehungen von  $20^\circ$  bis  $160^\circ$  erzielen. Für einen größeren Frequenzbereich sind umschaltbare Kondensatoren und Widerstände erforderlich, wobei der Transformator besondere Schwierigkeiten bereitet. Diese Schwierigkeiten lassen sich durch Benutzung einer Röhre umgehen, bei der zwischen Anode und Katode

ein Netzwerk liegt. Von den zahlreichen Anwendungsmöglichkeiten derartiger Anordnungen sei u. a. nur die Möglichkeit zur Erzeugung einer kreisförmigen oder elliptischen Zeitbasis für Katodenstrahloszillografen erwähnt.

**621.392.52:538.565**

Bestell-Nr. 1074

HERZOG, WERNER: Betriebs- und Echo-dämpfung leerlaufender Vierpole. *Arch. elektr. Übertr.* 2 (1948) Nr. 2/3, S. 84/87.

Verwendung eines Kristallbandfilters.

**621.392.062.6**

Bestell-Nr. 2030

MEINKE: Symmetrierungsschaltungen bei hohen Frequenzen. *Fernmeldetechn. Z. (FTZ)* 1 (Nov. 1948) Nr. 8, S. 193/199, 21 Abbildungen. Oberhalb 10 MHz bedient man sich der Leitung nicht nur zum Energietransport, sondern auch als Schaltelement. Unsymmetrische Leitungen werden dabei bevorzugt. Für manche Zwecke (Dipolspesung, Gegentaktschaltung) ist der Übergang auf eine symmetrische Leitung notwendig. Hierzu dienen „Symmetrier-Glieder“. Als solche können benutzt werden die  $\lambda/2$ -Umwegleitung und der Phasentransformator nach Buschbeck. Um Raum einzusparen, versucht man, die Leitungen durch Schaltungen mit Blindwiderständen zu ersetzen. Als solche können dienen der  $\lambda/4$  Sperrtopf,  $\lambda/2$  Umwegtopf, Doppeltopf, der kapazitiv verkürzte Topf und die Symmetrierungsschleife. Letztere findet in einer Abwandlung nach Buschbeck-Ruhrmann für den reflexionsfreien Übergang zwischen zwei symmetrisch liegenden Leitungen mit  $2Z$  auf eine symmetrische Leitung mit  $Z/2$  Verwendung.

**621.392.52:621.396.61**

HOFER, R.: Doppelvierpol als regelbares Transformationsglied, *Z. österr. Ing.-u. Archit.-Ver.* 2 (1948) Nr. 3, S. 169/177, 10 Abbildungen.

Untersuchung des Doppelvierpols mit konstantem resultierendem Winkelmaß. Leitungsverluste. Anwendung regelbarer Doppelvierpole in der Sendertechnik.

**621.395.44 (73)**

Bestell-Nr. 2017

CHESNUT, R. W.: Program transmission over broadband carrier Systems. *Bell Labor. Rec.* 26 (1948) Nr. 9, S. 377/382, 5 Abbildungen. Es wird das 1946 zwischen New York und Boston in Betrieb genommene Breitband-Trägersystem besprochen.

**621.395.47**

Bestell-Nr. 1036

SWAFFIELD, J.: The potentialities of the vocoder for telephony over very long distances. *Post Office electr. Engrs. J.* 41 (1948) Nr. 1, S. 22/28, 10 Abbildungen.

Mechanische Spracherzeugung. Weiterleitung in schmalen Frequenzbändern. (Über Vocoder siehe Dudley, H., Riesz, R. R., Watkins, S. S. A.: A synthetic speaker. I. Franklin Inst. 227 [1939] S. 739, Dudley, Homer: Remaking speech. J. acoust. Soc. Amer. 11 [1939] S. 169.)

**621.395.61/62:534.217.**

Bestell-Nr. 1037

**538.652**

CAMP, LEON, u. VINCENT, RICHARD, u. DU BREUIL, FELIX: A 100 kc underwater magnetostrictive transducer. *J. acoust. Soc. Amer.* 20 (1948) Nr. 5, S. 611/615, 6 Abbildungen.

**621.395.613.5.018**

Bestell-Nr. 1038

WIENER, FRANCIS, M.: Phase characteristics of condenser microphones. *J. acoust. Soc. Amer.* 20 (1948) Nr. 5, S. 707, 1 Abbildung.

**621.395.645**

ILROY, M. S. MC.: The cathode follower driven by a rectangular voltage wave. *Proc. Inst. Radio Engrs.* 34 (1946) Nr. 11, S. 858/861.

**621.395.661.15**

Bestell-Nr. 1039

FÜLLGRABE, W.: Fernleitungsübertrager, *Fernm.-Prax.* 25 (1948) Nr. 3, S. 65/69, 5 Abbildungen.

Aufgaben des Fernleitungsübertragers. Anpassungsverhältnisse. Übersetzungsverhältnisse. Überprüfung der Übertrager.

**621.395.73.029.5:537.311.6**

Bestell-Nr. 2019

HOPPER, A. L.: Plotting board for 65-MC impedance measurements. *Bell Labor. Rec.* (1948) Nr. 6, S. 258/59, 2 Abbildungen.

Die unbekannte Impedanz wird mit dem einen Ende einer koaxialen Standard-Leitung von 75 Ohm Wellenwiderstand verbunden. Bei Erregung des Systems mit einer bekannten Frequenz kann aus der Spannungsverteilung an drei Meßpunkten die Impedanz in einem Bereich von 55 ... 77 MHz errechnet werden. Für die Lösung der sich dabei ergebenden Gleichungen wurde ein Hilfsgerät entwickelt, das die Lösung auf grafischem Wege ermöglicht.

## Funktechnik

**621.396.029.6 (092)**

Bestell-Nr. 1075

HOLLMANN, HANS-ERICH: Aus den Anfängen der Mikrowellentechnik im Heinrich-Hertz-Institut für Schwingungsforschung. *Arch. elektr. Übertr.* 2 (1948) Nr. 4/5, S. 163/166.

Erste Entwicklung und ihr Abbruch durch die Emeritierung von Präsident K. W. Wagner.

**621.396.11**

Bestell-Nr. 2031

DIEMINGER: Regelmäßige Ionosphärenbeobachtungen über Mitteldeutschland. *Fernmeldetechn. Z. (FTZ)* 1 (Nov. 1948) Nr. 8, S. 222/224, 3 Abbildungen.

Regelmäßige Ionosphärenbeobachtungen führt das Fraunhofer Radio-Institut in der Max-Planck-Gesellschaft, Lindau über Northeim (Hannover), aus. Es werden die Höhen und Grenzfrequenzen der Ionosphärenschichten nach der Echolot-Methode im Bereich von 1 ... 16 MHz gemessen. Die Ergebnisse sollen in Zukunft laufend veröffentlicht werden.

**621.396.11:537.56**

Bestell-Nr. 2025

MENZEL, W.: Über den heutigen Stand der Ionosphärenforschung und seine Bedeutung für das Funkwesen. *Fernmeldetechn. Z. (FTZ)* 1 (1948) Nr. 6, S. 129/136, 11 Abbildungen.

Zusammenfassende Darstellung über die Bildung der Ionosphäre und die sich daraus ergebenden Folgerungen für die Ausbreitungsvorgänge bei elektromagnetischen Wellen.

**621.396.11:551.510**

Bestell-Nr. 1076

BECKMANN, BRUNO: Über Dämpfungsvorgänge in der Ionosphäre. *Arch. elektr. Übertr.* 2 (1948) Nr. 4/5, S. 124/135.

Messungen 1943/1944 in Bernried am Starnberger See in Ergänzung von Echolotungsmessungen.

**621.396.11:538.566.3**

Bestell-Nr. 1077

ABELES, FLORIN: Sur la propagation des ondes électromagnétiques dans les milieux stratifiés. *Ann. Physique* 3 (1948) S. 504.

**621.396.603**

Bestell-Nr. 2028

WÄCHTLER: Zur Standortbestimmung von Kurzwellensendern. *Fernmeldetechn. Z.* 1 (Nov. 1948) Nr. 8, S. 219/221, 1 Abbildung. Für Nahfeldpeilungen (30...50 km) kann der übliche Drehrahmenpeiler benutzt werden.

Bei größeren Entfernungen treten durch die Raumwelle Fehler auf, die vom Einfallswinkel und der Polarisation abhängen. Eine Unterdrückung der Horizontalkomponente kann mit dem Adcock-Peiler erreicht werden. Für die Auswertung der Peilung muß die Peilqualität bekannt sein, um größere Fehler zu vermeiden. Hierzu dient der „Peilwinkel-oszillograf“ nach Dieckmann und Berndorffer, bei dem auf dem Schirm der Braunschen Röhre die Peilcharakteristik aufgezeichnet wird.

**621.396.82**

Bestell-Nr. 1046

REPPISCH, J. A.: Entstörungstechnik und elektrische Unfallgefahren. *Fernm.-Prax.* 25 (1948) Nr. 4, S. 115/117, 1 Abbildung.

VDE-Vorschriften 0870, Benutzung von Kondensatoren zu Entstörungszwecken.

**621.396.822.1**

Bestell-Nr. 1047

CUTOLO, MARIO, u. FERRERO, RICCARDO: Photographic record and diagrams of Luxembourg effect with resonance (Gyro-interaction). *Nature, Lond.* 163 (8. 1. 1949) Nr. 4132, S. 58/59.

Versuche italienischer Stellen vom 12. 5. bis 8. 6. 1948.

**621.396.932**

Bestell-Nr. 2035

HANSFORD, R. F.: Harbour Radar. *Wireless World* 54 (1948) Nr. 9, S. 317/320, 3 Abbildungen, 2 Figuren.

Beschreibung der Radar-Einrichtung des Hafens von Liverpool, dessen Ansteuerung bei Nebel besonders schwierig ist. Im Kontrollraum sind 6 Katodenstrahlröhren für die Anzeige vorgesehen, von denen eine die Gesamtübersicht über die Hafeneinfahrt und vier andere Ausschnitte in größerem Maßstab zeigen. Mit der sechsten kann jeder beliebige Teil der Einfahrt eingestellt werden.

**621.396.11:551.510**

Bestell-Nr. 1078

MALSCH, JOHANNES: Beiträge zur Struktur der Ionosphäre. *Arch. elektr. Übertr.* 2 (1948) Nr. 2/3, S. 58/68.

Deutung kurzzeitiger Feldstärkeschwankungen von Ionosphären echoes bei Zenitreflexion. Ursache der Reflexionen an der E und F-Schicht. Gangunterschiede im reflektierten Strahlenbündel. Zenitreflexion nach der Impulsmethode. Beugungserscheinungen. Einfluß der Impulsform.



**621.396.11**

Bestell-Nr. 1040

MARTYN, D. F.: Lunar variations in the principal ionospheric regions. *Nature, Lond.* 163 (1949) Nr. 4131, S. 34/36.

**621.396.11**

Bestell-Nr. 1041

Location of thunderstorms by radio. *Nature, Lond.* 163 (8. 1. 1949) Nr. 4132, S. 75.

Beobachtungsnetz in Großbritannien für den „Sferics“-Dienst (Einzelheiten bei C. V. Ockenden, Met. Mag. 76 (1947) S. 898 und bei Smith-Rose, Advancement of Science 5 (1948), S. 149). Gerätebeschreibung bei F. Adcock u. C. Clarke, J. Inst. electr. Engrs 94 Part III (1947), S. 118.

**621.396.11**

Bestell-Nr. 1042

GLEADLE, G. H. M.: Ionospheric disturbances. *Post. Office electr. Engrs. J.* 41 (1948) Nr. 1, S. 34/38, 7 Abbildungen.

Störungen des Funkverkehrs im Juli 1946. Magnetische Stürme. Sonnentätigkeit im Juli 1946. Dellinger-Effekt.

**621.396.11:621.317.361**

Bestell-Nr. 1043

BOOTH, C. F., u. GREGORY, G.: The effect of Doppler's principle on the comparison of standard frequencies over a transatlantic radio path. *Post Office electr. Engrs. J.* 40 (1948) Nr. 4, S. 153/158, 8 Abbildungen.

E- und F-Schicht. Dopplers Prinzip. Normalfrequenzsendungen. Frequenzwechsel und Doppler-Effekt. Versuchssendungen und ihre Überwachung. Frequenzstabilität.

**621.396.11.029.6:621.396.312**

Bestell-Nr. 1044

STANESBY, H., u. GLEADLE, G. H. M.: The prediction of optimum working frequencies for short wave radio circuits. *Post Office electr. Engrs. J.* 40 (1947) Nr. 2, S. 76/79, 5 Abbildungen.

Wellenausbreitung. Ionosphäre und Funkwellen. Messungen. Voraussagen.

**621.396.44.029.5**

Bestell-Nr. 1045

JÜTTNER, MAX: Hochfrequenter Drahtfunk. *Fernm.-Prax.* 25 (1948) Nr. 1/2, S. 9/12, 8 Abbildungen.

Lorenz-Sender. Siemens-Sender. Kanalverstärker. Drahtfunktender mit Breitbandverstärkern. Dämpfung von Kabeldoppeladern. Amtswichen. Teilnehmerwichen. Drahtfunk-Anschaltdose.

## Sender

**621.396.61:516.7:518.5**

Bestell-Nr. 1079

KLEINWÄCHTER, HANS, u. WOJTECH, HERBERT: Graphische Ermittlung der Einschwingvorgänge von Schwingungssystemen mittels komplexer Darstellung. *Arch. elektr. Übertr.* 2 (1948) Nr. 2/3, S. 69/75.

Ermittlung der Einschwingvorgänge von gedämpften Schwingungssystemen bei beliebigen, stetigen und unstetigen Störfunktionen. Gerät zum Zeichnen von logarith. Spiralen

**621.396.611.21:621.396.933**

HEDEMANN, W. R.: Few crystals control many channels. *Electronics, N. Y.* 21 (1948) Nr. 3, S. 118/121, 4 Abbildungen.

Kristallkontrolle mehrkanaliger Superhetempfänger für Flugfunk und Navigation. Bedingungen für Herabsetzung der Zahl der Kristalle. Frequenzabstand.

**621.396.615.1.015.33.018.12**

Bestell-Nr. 2018

GARDNER FOX, A.: An adjustable waveguide phase changer. *Bell Labor. Rec.* 26 (1948) Nr. 6, S. 245/250, 6 Abbildungen.

Für viele Zwecke der Radartechnik muß der ausgesandte Strahl in einem bestimmten Winkelbereich geschwenkt werden. Eine mechanische Bewegung des Antennensystems ist oft nur schwer durchführbar. Bringt man zwischen den einzelnen Strahlern des Richtantennensystems Phasenschieber an, so kann durch Änderung der Phasenverhältnisse eine Richtungsänderung der ausgesandten Wellenfront erreicht werden. Durch geeignete Ausbildung von Hohlraumleitungen lassen sich die gewünschten Phasenverschiebungen elektrisch erreichen, so daß höhere Schwenkgeschwindigkeiten als bei mechanischen Systemen erreichbar sind.

**621.396.616:621.392.41**

Bestell-Nr. 1081

HERZOG, WERNER: Verfahren zur Veränderung der Resonanzfrequenz von Kristalloszillatoren. *Arch. elektr. Übertr.* 2 (1948) Nr. 4/5, S. 153/163.

Ursachen der geringen Frequenzvariation. Wilde Schwingungen. Frequenzabhängigkeit des Kristallwiderstandes. Frequenzvariation durch eine Reihenkapazität und eine Reiheninduktivität. Verluste der Ziehpule. Frequenzabhängigkeit des Widerstandes eines Kristalls bei parallelgeschalteter Induktivität. Frequenzkonstanz bei variierter Frequenz.



**621.396.615**

Bestell-Nr. 1080

ABELÉ, JEAN: Construction d'oscillateurs non linéaires sinusoidaux par la méthode de l'axe mobile. *Ann. Physique* 3 (1948) S. 655 bis 679, 3 Abbildungen.

**621.396.615.141.2**

SIBLER, P.: Das Magnetron als Erzeuger von Zentimeterwellen. *Schweiz. techn. Z.* 45 (1948) Nr. 13, S. 181/190, 12 Abbildungen.

Abstimmbare Magnetrons für den 45- bis 20-cm-Bereich. Magnetrons für 10 cm und Leistungen unter 200 kW, für 10 cm und Leistungen von 200 kW bis 1 MW. Magnetrons für 3 cm und Leistungen unter 100 kW. Abstimmbare Magnetrons um 3 cm. Magnetron-Katoden.

**621.396.615.17**

Bestell-Nr. 2029

SILVER, M., u. SHADOWITZ, A.: High-ratio multivibrator frequency divider. *Electr. Commun.* 25 (Juni 1948) Nr. 2, S. 160/162, 5 Abbildungen.

Multivibratoren lassen sich meist nur für kleine Teilverhältnisse verwenden, da infolge auftretender Instabilitäten leicht ein Überspringen auf andere Teilverhältnisse eintritt. Durch eine abgeänderte Multivibrator-Schaltung mit zwei Begrenzerstufen, wobei ein Kondensator der Multivibrator-Schaltung durch einen Schwingkreis ersetzt wird, lassen sich Teilverhältnisse von 300:1 (4,5 MHz: 15 kHz) erreichen. Die Größe des Mitnahmebereiches wird dabei durch die Güte des Schwingkreises bestimmt.

## Modulation

**621.396.619**

Bestell-Nr. 2015

FELDMAN, C. B.: A 96-channel pulse code modulation system. *Bell Labor. Rec.* 26 (1948) Nr. 9, S. 364/370, 6 Abbildungen.

Darstellung der grundsätzlichen Vorgänge bei der Impuls-Code-Modulation.

**621.396.619.029.64**

Bestell-Nr. 2004

HAUTEVILLE, T. v.: Die Code-Modulation, *Radio-Techn.* 1948, Nr. 7, S. 318/322, 3 Abbildungen.

Zusammenstellung der verschiedenen Modulationsverfahren und ihrer Eigenschaften für die Übertragung auf Relais-Strecken. Vorteil der Code-Modulation liegt in der Regenerierfähigkeit des Signals, so daß in jeder Zwischenstelle der Modulationsinhalt von den Störungen befreit weitergegeben werden kann.

Die Reichweite von Telefonieverbindungen über Mikrowellenkanäle kann dadurch ohne Mehraufwand für die Teilstrecke beliebig gesteigert werden.

**621.396.619**

CAPPUCINI, F., u. GALLETTI, R.: Sulla realizzazione di modulatori a reattanza bilanciati. *Ric. sci.* 18 (1948) Nr. 1/2, S. 159/161, 4 Abbildungen.

Frequenzmodulierter Sender. Berechnung der Einzelkreise.

**621.396.619.014.33**

SMIT, K.: Constructie van stroomkrommen van amplitude en frequentie gemoduleerde draaggolven. *Het P. T. T. bedrijf (Niederlande)* 1 (1947/48) Nr. 3, S. 92/95, 4 Abbildungen.

Stromkurven bei Trägerwellen in Amplituden- und Frequenzmodulation.

## Empfänger

**621.396.62:621.396.619**

Bestell-Nr. 6016

CALLENDAR, M. V.: Thermal noise output in A. M. receivers. *Wireless Engr.* 25 (Dez. 1948) Nr. 303, S. 395/399, 3 Abbildungen.

Bei Empfängern mit sehr geringen Bandbreiten im Niederfrequenzteil, also in erster Linie bei Telefonie- und Telegrafie-Empfängern, ist der Rauschpegel am Empfängeranfang nicht mehr von der Hochfrequenzbandbreite vor dem Empfangsleichrichter unabhängig. Telefonieempfänger sollten daher keinesfalls eine größere Hochfrequenzbandbreite als 200 kHz haben, während in Telegrafieempfängern die hochfrequente Bandbreite nicht mehr als das Zwei- bis Dreifache der niederfrequenten Bandbreite, im allgemeinen also nur einige hundert Hertz betragen sollte.

**621.396.62.029.64**

Bestell-Nr. 2005

LANE, W. C., u. CLARK, T. C.: Very-high-frequency single-channel receiver. *Electr. Commun.* 25 (Juni 1948) Nr. 2, S. 132/138, 6 Abbildungen.

Für die Verwendung auf Bodenstellen für den Flugsicherungsdienst wird ein 14-Rohr-Super mit automatischer Lautstärkeregelung und Störbegrenzer (Krachttöter) beschrieben. Der Empfänger arbeitet in einem Frequenzbereich von 118 ... 136 MHz auf einer durch einen auswechselbaren Kristall im Oszillator fest eingestellten Frequenz. Die Empfindlichkeit

beträgt etwa 0,7  $\mu\text{V}$  für 50 mW Ausgangsleistung bei 10 db Unterschied zwischen Nutz- und Störspannung. Die Spiegelfrequenzsicherheit beträgt 85 db und die Sicherheit gegen Störungen durch Oberwellen des Oszillators 94 db. Der Empfänger besteht aus folgenden Stufen:

2 HF-Vorstufen (9003) — Mischstufe (6 AK 5) — kristallgesteuerter Oszillator mit Frequenzvervielfachung (Doppeltriode 6 J 6) — 3 ZF-Stufen (6 BA 6) — Duodiode (6 AL 5) — Störbegrenzer (6 SL 7 + 6 AL 5) — NF-Stufe (6 AT 6) — Endstufe (6 AK 6).

**621.396.621:621.318.4**

Bestell-Nr. 1048

GIBAS, H.: Eine einfache Orts-Fern-Schaltung für Radio-Empfangsgeräte. *Bull. Schweiz. elektrotechn. Ver.* 39 (1948) Nr. 11, S. 362/367, 8 Abbildungen.

Steigerung der Empfindlichkeit und der Trennschärfe beim Fernempfang. Erhöhung der Wiedergabequalität beim Ortsempfang. Rückgekoppelte Bandfilter in Dreiröhren-Überlagerungsempfängern. Dimensionierung dieses Filters. Niederfrequente Gegenkopplung.

**621.396.64:621.316.7.001**

Bestell-Nr. 1049

LEHMANN, N. JOACHIM: Die Stabilitätsfrage bei rückgekoppelten Verstärkern. *Z. angew. Math. Mech.* 28 (1948) Nr. 1, S. 23/29, Nr. 2, S. 59/64, 9 Abbildungen.

Grundlagen zur rechnerischen und zeichnerischen (experimentellen) Stabilitätsuntersuchung linearer, rückgekoppelter Verstärker vom mathematisch-physikalischen Standpunkt. Beispiele aus der Vierpoltheorie.

## Antennen

**621.396.67**

Bestell-Nr. 2033

KANDOIAN, A. G., SICHAK, W., u. FELSENHOLD, R. A.: High gain with discrete antennas. *Electr. Commun.* 25 (Juni 1948) Nr. 2, S. 139/147, 17 Abbildungen.

Im UKW-Gebiet und für Radarzwecke benutzte Antennen sind im allgemeinen nur in einem schmalen Frequenzband zu gebrauchen. Für das Navar-System wurde ein neues Antennensystem entwickelt, das in einem Bereich von 960...1215 MHz arbeitet.

Die Trichterantenne selbst stellt einen ungeordneten Strahler mit vertikaler Polarisation und Breitbandcharakteristik dar. Durch

Übereinandersetzen mehrerer Trichterantennen und gleichphasige Erregung lassen sich die verschiedensten Richtdiagramme erzielen.

**621.396.67.029.6**

Bestell-Nr. 6015

BARZILAI, GIORGIO, u. LATMIRAL, GAETANO: Diversity reception in U.S.W. radio links. *Wireless Engr.* 25 (Dez. 1948) Nr. 303, S. 390/395, 5 Abbildungen.

Durch mehrere in einer senkrechten Ebene in verschiedener Höhe angebrachte Empfangsantennen können die durch den direkten und den am Erdboden reflektierten Strahl hervorgerufenen Schwunderscheinungen im Dezimeterwellen-Verkehr beseitigt werden. Durch ein mechanisches oder elektronisches Relais wird immer nur die Antenne an den Empfänger gelegt, die sich gerade in dem von den beiden Strahlen hervorgerufenen Feldstärkemaximum befindet. Besonders wenn zwischen Sender und Empfänger flaches Land oder größere Wasserstrecken liegen und die beiden Strahlen nahezu gleiche Intensität haben, sind die Verbesserungen recht erheblich.

**621.396.67**

Bestell-Nr. 6014

STARNECKI, B., u. FITCH, E.: Mutual impedance of two centre-driven parallel aeriads. *Wireless Engr.* 25 (Dez. 1948) Nr. 303, S. 385/389, 13 Abbildungen.

**621.396.67**

Bestell-Nr. 6007

CHOU, L. J.: Physical limitations of omnidirectional antennas. *J. appl. Phys.* 19 (Dez. 1948) Nr. 17, S. 1163/1175, 11 Abbildungen.

Durch die geometrischen Abmessungen einer Sendeantenne, die man sich vollkommen in einer Kugel vom Radius  $a$  eingeschlossen vorstellt, wird die maximale Richtverstärkung  $G$  und die kleinste erzielbare „Kreisgüte“  $Q$  (= aufgenommene Energie dividiert durch ausgestrahlte Energie) bestimmt. Die Bandbreite ist der Größe  $Q$  umgekehrt proportional; große Bandbreiten erhält man nur, wenn  $G$  kleiner oder gleich  $4a/\lambda$  ist. Für größere Richtverstärkung wird die Bandbreite außerordentlich gering. Die größte Bandbreite einer nach allen Richtungen strahlenden Antenne hat ein unendlich kleiner Dipol, bzw. Antennen mit entsprechendem Strahlungsdiagramm.

**621.396.67**

Bestell-Nr. 6006

TAI, C. T.: On the theory of biconical antennas. *J. appl. Phys.* 19 (Dez. 1948) Nr. 12, S. 1155/1160, 2 Abbildungen.

**621.396.67**

Bestell-Nr. 6005

HALLÉN, ERIK: Properties of a long antenna. *J. appl. Phys* 19, (Dez. 1948) Nr. 12, S. 1140/1147, 7 Abbildungen.

Die Gleichung für den Strom in einer sehr langen, im Mittelpunkt gespeisten Sendeanenne läßt sich in eine Reihe umformen, die eine numerische oder grafische Darstellung der fortschreitenden Wellen gestattet und für alle Abstände von dem Speisepunkt gültig ist.

**621.396.67.029.64**

Bestell-Nr. 1038

BECKER, RUDOLF: Die Absorptionsfläche von Antennen und ihre Messung bei Dezimeter- und Zentimeterwellen. *Arch. elektr. Übertr.* 2 (1948) Nr. 4/5, S. 120/123.

Begriff der Absorptionsfläche. Messungen. Die gesamte Auftragung wird auf zwei Längenmessungen und auf die Messung eines Spannungsverhältnisses an einer Meßleitung zurückgeführt.

**621.396.677**

Bestell-Nr. 2007

NOWOTNY, W.: Bündelung mittels Reflektoren. *Radio-Techn.* 1948, Heft 6, S. 284/289, 8 Abbildungen.

Behandlung ebener Reflektoren in Gestalt der einfachen Ebene und der V-Reflektoren sowie gekrümmter Reflektorflächen (Zylinder-Reflektor und Rotationsparaboloid).

**621.396.677**

Bestell-Nr. 1084

KIEBITZ, FRANZ: Beiträge zur Veranschaulichung der Dipolstrahlung. *Arch. elektr. Übertr.* 2 (1948) Nr. 2/3, S. 49/57.

Feldgleichungen. Ablösung der elektrischen Wellen aus der Umgebung des Dipols. Trennung der in die Ferne fortschreitenden Welle von der in der Nähe des Senders stehenden Schwingung.

**621.396.677.1**

VAN DIJL, B.: Berekening van horizontale ruitantennes met gereduceerde hoogte en lengte. *Tijdschr. Ned. Radiogenootschap* 13 (1948), S. 23.

Kurvenblatt für den Entwurf von Rhombusantenne.

## Anwendungen der Funktechnik

**621.396.7 (494)**

GERBER, W., u. TANK, F.: Postes d'altitude et liaisons par câbles hertziens. *Techn. Mitt. Schweiz. PTT* 26 (1948) Nr. 1, S. 21/30, 5 Abbildungen.

Verbindungen mittels gerichteter Wellen zu Bergstationen. Einbeziehung in den allgemeinen Rundfunkdienst. Fahrbare Einrichtungen.

## Fernsehen, Bildübertragung

**621.397 (42)**

Bestell-Nr. 1050

Developments in picture telegraphy. *Nature, Lond.* 163 (22. 1. 1949) Nr. 4134, S. 145/146.

Einrichtungen der Firma Muirhead & Co. Ltd. für den drahtgebundenen und drahtlosen Zeitungsbilderdienst in England. Bandbreite von 300... 2300 Per/sec. 1... 2 Umdrehungen der Bildtrommel. 100 bis 150 Zeilen je Zoll (= 3,9 oder 5,9 Zeilen je mm). Bildgröße 267 mm x 254 mm in 16 Min. 40 Sec und in 25 Min. Steigerung auf 300 Zeilen je Zoll ist vorgesehen. Benutzbare Einsatzgeräte nach Muirhead-Belin.

**621.397 (494):06.049**

Bestell-Nr. 1051

Schweizerisches Fernsehkomitee. *Bull. Schweiz. elektrotechn. Ver.* 39 (1948) Nr. 2, S. 60/61.

Gründung des Comité International des Télévision und eines schweizerischen Nationalkomitee. Gründungsversammlung 21. 1. 1948. Präsident: Prf. Dr. F. Tank. Vizepräsident: Dr. H. Keller. Sekretär: Dr. R. Sängler. Arbeitsprogramm.

**621.397.3 (083.7) (48) (42) (7/8)**

Bestell-Nr. 1085

SCHWARTZ, ERICH: Vergleich von Fernsehnormen in Deutschland, England und Amerika. *Arch. elektr. Übertr.* 2 (1948) Nr. 2/3, S. 88/101.

Bilderlegung. Wellenverteilung. Modulation. Mittlere Bildhelligkeit. Gleichlaufimpulse. Positivmodulation oder Negativmodulation?

**621.397.44**

Bestell-Nr. 6019

ADORIAN, P.: Television distribution. *Wireless World* 55 (Jan. 1949) Nr. 1, S. 18/20, 4 Abbildungen.

Zur Versorgung dicht bewohnter Gegenden mit Fernsehsendungen wurde von der B.B.C. ein Verteilungssystem mit Gemeinschaftsantenne entwickelt, über das auf der Internationalen Fernsehtagung in Zürich ausführlich berichtet worden ist. Ein normaler senkrechter Dipol mit Reflektor speist einen Breitbandverstärker, dessen Ausgang auf drei konzentrische 80-Ohm-Kabel arbeitet.



Für jedes Kabel steht eine Hochfrequenzspannung von 0,75 Volt zur Verfügung. Vor den an den Kabeln angeschlossenen Empfängern sind Dämpfungsglieder vorgesehen, die um so stärker dämpfen, je näher der Anschluß dem Kabeleingang zu liegt, so daß für jeden Empfänger eine gleichmäßige Eingangsspannung zwischen 0,75 und 7,5 mV zur Verfügung steht.

**621.897.53**

Bestell-Nr. 2034

Anodenspannungserzeugung für Bildröhren. *Philips techn. Rdsch.* 10 (1948) Nr. 6, S. 157/166.

Fernsempfänger mit Bildprojektion benötigen Anodenspannungen von einigen Dutzend kV. Zur Erzeugung dieser Spannung wird ein aus einem Impulsgenerator gespeister Kaskaden-Gleichrichter benutzt. Die Erregung des Impulsgenerators erfolgt über eine Spule, die in dem Anodenkreis einer durch eine Sägezahnspannung gesteuerten Pentode liegt. Der Schwingkreis besteht aus der Spule und ihrer Eigenkapazität. Die Scheitelspannung am Schwingkreis beträgt etwa 10 kV und wird durch eine Kaskadenschaltung in eine Gleichspannung von etwa 25 kV gewandelt. Zur Erzielung eines niedrigen Innenwiderstandes im Gebiet zwischen Vollast und Leerlauf sowie eines starken Spannungsabfalles bei Überlastung wird einer Pentode eine Regelspannung zugeführt, die von der Spitzenspannung am Schwingkreis abgeleitet wird. Das ausgeführte Gerät liefert mit 3 Kaskaden 25 kV bei 150  $\mu$ A mit einem Innenwiderstand von 5 MOhm bei kleiner Belastung. Die Leistungsaufnahme beträgt etwa 11 W bei einer Gleichspannung von 350 V. Die äußeren Abmessungen sind nur 18  $\times$  10  $\times$  15 cm.

Bestell-Nr. 2010

MANDEL, P.: Le projecteur de television sur grand ecran. *La Television francaise* (1949) Nr. 44, S. 9/13, 5 Abbildungen.

Beschreibung eines Fernsehgeräts für Schirmprojektion. Die Katodenstrahlröhre arbeitet mit einer Anodenspannung von 80 kV bei einem mittleren Strahlstrom von 500  $\mu$ A, bzw. einem Spitzenstrom von 2000  $\mu$ A. Bei einer Schirmbildgröße von 16  $\times$  12 cm<sup>2</sup> beträgt die Leuchtschirmbelastung im Mittel  $2,1 \times 10^{-1}$  W/cm<sup>2</sup>. Die Größe der mit einer Spiegeloptik projizierten Bilder beträgt 3  $\times$  2,1 m<sup>2</sup>.

**621.397.62:621.385.832**

Bestell-Nr. 2008

GIER, J. DE: Ein Fernsehempfänger mit Bildprojektion. *Philips techn. Rdsch.* 10 (1948) Nr. 5, S. 129/136, 6 Abbildungen.

Eine neue Katodenstrahlröhre für Fernsehempfänger mit Bildprojektion wird von Philips unter der Bezeichnung MW 6—2 herausgebracht. Sie liefert Bilder von etwa 36  $\times$  46 mm, die auf 32  $\times$  40 cm projiziert werden. Fokussierung und Ablenkung erfolgen magnetisch. Die Röhre ist als Triodensystem für 25 kV Anodenspannung ausgebildet und enthält als Schutz gegen Überschlüge bei Gasausbrüchen einen „Funkenfänger.“ Durch ein Gemisch von zwei Leuchtstoffen wird ein weißes Bild erzeugt, dessen Helligkeit durch einen Reflektor hinter dem Leuchtschirm verbessert wird.

**621.397.74(42):621.315.212** Bestell-Nr. 1052

MITCHELL, H. T.: The provision in London of television channels for the BBC. *Post Office electr. Engrs. J.* 40 (1947) Nr. 1, S. 33/36, 7 Abbildungen.

Beschreibung der im Sommer 1946 verwendeten bereits 1937 besonders abgeglichenen Fernsprech- und Fernseekabel im Londoner Kabelnetz. Im koaxialen Kabel wurde Doppelseitenband-Modulation auf einem 7 Mc/s-Träger verwendet.

## Verschiedenes

**061.4:654.1**

Bestell-Nr. 1053

International telecommunications conferences Atlantic City, 1947. *Post Office electr. Engrs. J.* 40 (1948) Nr. 4, S. 175/178.

Funkfragen. Frequenzzuteilungen. Internationale Frequenzüberwachung. CCIR. Vollversammlung. Hochfrequenz-Rundfunk-Konferenz. Künftige Europakonferenz.

**871.2:378.962**

Bestell-Nr. 1086

NIKURADSE, ALEXANDER: Bemerkungen zur Ausbildung des Nachwuchses an den Technischen Hochschulen. *Arch. elektr. Übertr.* 2 (1948) Nr. 4/5, S. 169/174.

Persönlichkeit und Charakterbildung des Ingenieurs. Bedeutung der Grunddisziplinen und der Forschung. Ausbildung des Nachwuchses. Diplom-Vorprüfung und Diplom-Hauptprüfung.

**389.16**

Bestell-Nr. 1087

BRANDMÜLLER, J., GORA, E., und RÜCHARDT, E.: Zur Frage der „Natürlichen Maßeinheiten“. *Optik* 3 (1948) S. 92.



# Englisch geschriebene Fachbücher der letzten 10 Jahre

## Mathematik

ADAMS, S. P., u. DOUGLAS, R. D.: Elements of nomography. N. Y.: McGraw 1947.

ALLCOCK, H. L., u. JONES, J. R.: The nomogram. 3rd ed. London: Pitman 1941, 224 S., 10 s 6 d.

ALLEN, EDWARD S.: A selection of tables of squares, cubes, square roots etc. N. Y., London: McGraw 1947, 232 S., 12 s 6 d.

AUDEL: Mathematic and calculation for mechanics. N. Y.: Audel 1945, 2 Dollar.

BRILCOUIN, LION: Mathematics of ultrahigh frequencies in radio. Providence: Brown Univ. Graduate School 1943, 210 S. 4 Dollar.

CAMBI, ENZO: Bessel functions; eleven and fifteen-place tabel of Bessel function of the first kind, to all significant orders. N. Y.: Dover Publ. 1948, 160 S. 3.95 Dollar.

COOKE, NELSON MAGOR: Mathematics for electricians and radiomen. N. Y., London: McGraw 1942, 604 S. 4 Dollar, 28 s.

COOKE, NELSON MAGOR, u. ORLEANS, J. B.: Mathematics essential to electricity and radio. London: McGraw 1943, 417 S., 248 Abbildungen. 18 s.

COOLEBROOK, F. M.: Basic mathematics for radio students. London: Iliffe 1946, 270 S. 10 s 6 d.

COULSON, C. A.: Waves. A mathematical account of the common type of wave motion. N. Y.: Interscience 1941, 156 S., 29 Abbildungen. 1,50 Dollar.

CROOK, W. E.: Elementary mathematics for wireless operators, 2nd ed. London: Pitman 1942, 74 S., 42 Abbildungen. 3 s 6 d.

DAVIS: Empirical equations and nomography.

DOUGLAS, R. D., u. ADAMS, D. P.: Elements of nomography. N. Y.: McGraw 1947.

DULL, RAYMOND W.: Mathematical aids for engineers. N. Y. & London: McGraw 1946, 346 S. 4,50 Dollar.

DWIGHT, HERBERT BRISTOL: Mathematical tables of elementary and some higher mathematical functions, including trigonometric functions of decimals of degrees and logarithms. N. Y. & London: McGraw 1941, 231 S. 17 s 6 d.

DWIGHT, HERBERT BRISTOL: Tables of integrals and other mathematical data. N. Y.: McMillan 1947, 250 S. 2,50 Dollar.

FLETCHER, A., MILLER, J. C. P., u. ROSENHEAD, L.: An index of mathematical tables. N. Y.: McGraw 1946, 450 S. 16 Dollar.

GILL, F. C.: The vector operator j. London: Pitman 1947, 66 S., 32 Abbildungen. 7 s 6 d.

GEARY, LOWRY, u. HAYDEN: Mathematics for technical students. London: Longman 1938/1942, I. 321 S. 9 s. II. 418 S. 5 s. III. 392 S. 8 s.

HARDY, G. H., u. ROGOSINSKI, W. W.: Fiuerser sesses. Cambridge: University Press 1944, 100 S. 8 s 6 d.

HARWARD UNIVERSITY: Tables of the Bessel functions. Cambridge, Mass.: Harward Univ. Press. London: Oxford Univ. Press 1947, 652 S. 55 s.

IBBETSON, W. S.: Preliminary mathematics for engineers. 2nd ed. London: Spon 1942, 152 S. 5 s 6 d.

JAHNKE, E., u. EMDE, F.: Tables of functions with formulae and curves. N. Y.: Dover Publications 1946, 306 S. 22 s 6 d (nach der Auflage von 1938).

JOHNSON, W. C.: Mathematical and physical principles of engineering analysis. N. Y.: McGraw 1944, 346 S. 3 Dollar.

KARMAN, THEODORE v., u. PIOT, MAURICE A.: Mathematical methods in engineering. N. Y. & London: McGraw 1940, 505 S. 4 Dollar, 26 s.

KRON, GABRIEL: Short course in tensor analysis for electrical engineer. N. Y.: Wiley 1942, 250 S. 4,50 Dollar.

LEVENS, ALEXANDER S.: Nomography. N. Y.: Wiley 1948, 176 S. 3 Dollar.

KUEHN, MARTIN H.: Mathematics for electricians. 2nd ed. N. Y.: McGraw 1941, 254 S. 1,75 Dollar.

McLACHLAN, N. W.: Complex variable and operational calculus with technical applications. London: Cambridge Univ. Press 1939, 355 S., 72 Abbildungen. 25 s.

(Fortsetzung folgt)

# ZEITSCHRIFTENAUSLESE

des In- und Auslandes

M AI 1949

FUNK  
UND  
TON

Um dem derzeitigen Mangel an ausländischen Zeitschriften zu begegnen, können von den mit Bestell-Nr. versehenen Referaten in beschränktem Umfang Fotokopien zum Preise von 1,- DM je Seite und Porto zur Verfügung gestellt werden

## Physik

**53.082** Bestell-Nr. 5007

FELDTKELLER, R., u. WILDE, H.: Verzögerung einer Kegelspitze beim Fall auf Sand. *Frequenz* 3 (1949) Nr. 2, S. 29/38, 12 Abbildungen.

Theorie des Bremsvorganges, die die gemessenen Werte so gut aufzeigt, daß man ohne Verzögerungsmesser die Verzögerungen bei einem Fallversuch aus der Fallhöhe und der gemessenen Eindringtiefe der Kegelspitze berechnen kann.

**534.851**

GOODELL, J. D.: Dynamic noise suppression circuits. *Radio News* 39 (Jan. 1948) Nr. 1, S. 46/48, 162, 4 Abbildungen.

Methode Scott. Versuche mit Schallplattenwiedergabe.

**535.37** Bestell-Nr. 1159

WILKINS, M. H. F., u. GARLICK, G. F. J.: Relation between photoconduction and luminescence in zinc sulphide. *Nature, Lond.* 161 (1948) Nr. 4093, S. 565/566.

**537.226.1:531.789.1** Bestell-Nr. 6003

GAST, TH., u. ALPERS, E.: Ponderometrische Bestimmung dielektrischer Größen. *Z. angew. Phys.* 1 (1948) Nr. 5, S. 228/232, 8 Abbildungen.

Die Dielektrizitätskonstante wird aus der Kraftwirkung abgeleitet, die ein kugelförmiger Probekörper des Dielektrikums in dem inhomogenen Feld eines Kugelkondensators erfährt. In einem Drehfeld erhält eine scheibenförmige Probe ein Drehmoment, welches ein Maß für den dielektrischen Verlustfaktor ist. Für die Messungen wird eine elektrische Torsionswaage benutzt. Das Verfahren ist für Frequenzen bis herauf in den Zentimeterwellen-Bereich anwendbar.

**537.226.1:537.226.3**

Bestell-Nr. 6004

SURBER, W. H., u. CROUCH, G. E.: Dielectric measurement methods for solids at microwave frequencies. *J. appl. Phys.* 19 (Dez. 1948) Nr. 12, S. 1130/1139, 5 Abbildungen.

Dielektrizitätskonstante und Verlustfaktor von Isolatoren mit verhältnismäßig großen dielektrischen Verlusten ( $\tan \delta > 0,03$ ) werden in einem Hohlrohrleiter gemessen. Das Dielektrikum füllt einen Abschnitt des Leiters aus, der mit einer reflektierenden Ebene abgeschlossen ist. Aus den Verschiebungen der Spannungsknoten und den Amplitudenverminderungen, die das Dielektrikum bewirkt, einmal wenn die reflektierende Fläche das Dielektrikum abgrenzt, und dann, wenn sie den Abstand  $\lambda/4$  von dem Dielektrikum hat, ergeben sich die dielektrischen Konstanten. Für verlustarme Dielektrika können bei den üblichen Messungen im Hohlrohr genauere Ergebnisse durch ein „Resonanzverfahren“ erzielt werden, bei dem die Frequenz des Oszillators so abgestimmt wird, daß die Länge des Dielektrikums ein ungeradzahliges Vielfache von  $\lambda/4$  ist und die von dem Dielektrikum absorbierte Energiemenge ein Maximum wird.

**537.228.1** Bestell-Nr. 1160

COOK, R. K.: Equations of piezoelectricity. *Nature, Lond.* 161 (1948) Nr. 4092, S. 524/525.

**537.291+538.691:621.396.615:518.5**

BLEWETT, J. P., KRON, G., MAGINNIS, F. J., PETERSON, H. A.; HAHN, W. C., BLEWETT, J. P.; WHINNERY, J. R., u. JAMIESON, H. W.: Tracing of electron trajectories using the differential analyser: Introduction and parts I, II & III. *Proc. Inst. Radio Engrs.* 36 (1948) Nr. 1, S. 69/83.

**537.312.62** Bestell-Nr. 1088

LAUE, MAX von: Supraleitung und Hertzsche Schwingungen. *Z. Phys.* 124 (1948) Nr. 1/2, S. 135/143.

**537.321**

SSISSOJAN, G. A.: Wissenschaftlich-technische Probleme der industriellen Elektrothermie. (Mitt. d. Grusin. polytechn. Kirow-Inst.) *Elektritschestwo*, 1948, Nr. 3. Elektrotechnische, technologische und wirtschaftliche Probleme der Elektrothermie.

**537.52**

Bestell-Nr. 1161

HALE, D. H.: The breakdown of gases in high frequency electrical fields. *Phys. Rev.* 73 (1948) Nr. 9, S. 1046/1052.

**537.523.3:621.396.67**

Bestell-Nr. 6009

STRAFFORD, F. R. W.: Aerial corona interference. *Wireless Wld.* 54 (Dez. 1948) Nr. 12, S. 441/442, 1 Abbildung.

Die an den Enden von Stabantennen auftretenden Koronaentladungen und die dadurch verursachten Störgeräusche werden durch einen kurzen Lampendocht unterdrückt, der mit einer Flüssigkeit geringer Leitfähigkeit getränkt ist. Der Docht ist wasserdicht in einer Kunststoffhülle eingeschlossen, die auf den Antennenstab aufgesteckt wird.

**537.525:538.551.25**

Bestell-Nr. 1089

ARMSTRONG, E. B.: Plasma-electron oscillations. *Nature, Lond.* 160 (1947) Nr. 4073, S. 713.

**538.12:521.15**

Bestell-Nr. 1151

ARLEY, N., u. FUCHS, J.: Blackett's hypothesis of the magnetic field of rotating bodies. *Nature, Lond.* 161 (1948) Nr. 4094, S. 598/599.

**538.2**

Non metallic magnetic materials. *Radio News (Radio Electronic Engng)* 39 (1948) Nr. 2, S. 8/10, 5 Abbildungen.

Metalloxyde und Mischkristalle. Zusammenstellung in Tabellen.

**538.56 + 621.385.029.63/64 + 621.384.6**

Bestell-Nr. 1162

BRILLOUIN, L.: Waves and electrons travelling together — a comparison between travelling wave tubes and linear accelerators. *Phys. Rev.* 74 (1948) Nr. 1, S. 90/92.

**538.565**

Bestell-Nr. 2042

FISCHER, F. A.: Eine anschauliche Darstellung der spektralen Zerlegung periodischer und nichtperiodischer Vorgänge. *Fernmelde-techn. Z.* 2 (1949) Nr. 1, S. 21/23.

Es wird die Entstehung der Formeln für die spektrale Zerlegung an einem allgemeinen Beispiel gezeigt. Für das Fouriersche Integral ergibt sich dabei ein Weg, der die Kenntnis der Fourierschen Reihe nicht voraussetzt.

**538.565:621.3.062.1:621.392**

Bestell-Nr. 1090

FISCHER, FRIEDRICH ALEXANDER: Gibt es gekoppelte elektrische Kreise mit Parallelschaltung der einzelnen Teile des Koppelträgers? *Arch. elektr. Übertr.* 2 (1948) Nr. 6/7, S. 238/240.

**538.566**

BOUWKAMP, C. J.: A note on singularities occurring at sharp edges in electromagnetic diffraction theory. *Physica, Haag* 12 (1946) S. 467/474. Auszug in *Philips Res. Rep.* 2 (1947) Nr. 5, S. 351.

**Akustik****534.232**

Bestell-Nr. 1091

DUBOIS, M.: Flammes et jets acoustiquement sensibles. *C. R. Acad. Sci., Paris* 226 (1948) Nr. 2, S. 164/166.

Mit Hilfe eines Rohres von 0,5 mm Öffnung, aus dem ein Luftstrom mit 2,19 cm/s austritt, kann eine Schwingung von 14 kHz erzeugt werden. Mit dem gleichen Rohr erzielt ein Strom von Wasserstoff bei 0 cm eine Geschwindigkeit von 23 kHz.

**534.41 + 534.781:621.383**

Bestell-Nr. 1092

BROWN, D., u. LYTTLETON, J. W.: Photoelectric Fourier transformer and its application to sound-films. *Nature, Lond.* 160 (1947) Nr. 4073, S. 709.

Analyse von Tonfilmaufzeichnungen. Als Beispiel ist das Wort „there“ gewählt.

**534.422:534.7**

Bestell-Nr. 1093

ALLEN, C. H., FRINGS, H., u. RUDNICK, I.: Some biological effects of intense high frequency airborne sound. *J. acoust. Soc. Amer.* 20 (1948) Nr. 1, S. 62/65.

Eine mit 20 kHz betriebene Sirene mit 160 Phon Lautstärke bei  $10^{-16}$  W/cm<sup>2</sup> tötet Insekten. Einfluß auf die Beobachter.

**534.75**

Bestell-Nr. 1094

EGAN, J. P.: The effect of noise in one ear upon the loudness of speech in the other ear. *J. acoust. Soc. Amer.* 20 (1948) Nr. 1, S. 58/62, 5 Abbildungen.

**534.75/76**

Bestell-Nr. 1095

POLLACK, I.: Monaural and binaural threshold sensitivity for tones and for white noise. *J. acoust. Soc. Amer.* 20 (1948) Nr. 1, S. 52/57, 1 Abb.

Prüfung an 10 Personen.

**534.78**

Bestell-Nr. 1096

LICKLIDER, J. C. R., u. POLLACK, I.: Effects of differentiation, integration, and infinite peak clipping upon the intelligibility of speech. *J. acoust. Soc. Amer.* 20 (1948) Nr. 1, S. 42/51, 5 Abbildungen.

**534.851**

SAVORY, W. A.: Design of audio compensation networks. *Tele-Techn.* 7 (1948) Nr. 1, S. 24/27, Nr. 2, S. 27/29, 72, Nr. 4, S. 34/35, 65.

Frequenzfragen bei Schallplatten. Ausgleichskreise für HF und NF. Sechsstufiges Gerät.

## Chemie

**546.1:620.1**

Bestell-Nr. 5001

HEUSE, WILHELM: Kalonimetrische Prüfung von Kunststoffen. *Kunststoffe* 38 (1949) Nr. 2, S. 41/43, 2 Abbildungen, 1 Tabelle.

Die Kunststoffe und synthetischen Stoffe nehmen auch in der Elektrotechnik von Jahr zu Jahr immer mehr an Bedeutung zu. Um diese neuen Stoffe richtig zu verwenden, ist es notwendig, möglichst viele ihrer Eigenschaften zu kennen. Es wird eine Meßmethode für die mittlere spezifische Wärme angegeben, und die gemessenen Werte in einer Zahlentafel niedergelegt.

**546.1**

Bestell-Nr. 5014

VERMEY, E. J. W., u. BÜGEL, R. D.: Keramische Werkstoffe mit hoher Dielektrizitätskonstante. *Philips Techn. Rdsch.* 10 (1949) Nr. 8, S. 232/239, 5 Abbildungen.

Untersuchung der Dielektrizitätskonstante des Titandioxyd (Rutil), in welcher Weise der hohe Wert dieser Konstante mit anderen Eigenschaften des Stoffes zusammenhängt.  $\text{TiO}_2$  besitzt aber auch einen großen negativen Temperaturkoeffizienten. Es werden neue verschiedene Verfahren beschrieben, die ausgearbeitet wurden, um durch zweckmäßige Zusätze diesen Temperaturkoeffizienten gleich Null zu setzen. Als Beispiel werden Kondensatoren kleiner Abmessung mit keramischem Dielektrikum beschrieben.

**546.1**

Bestell-Nr. 5006

IJDENS, R. A.: Keramische Bereitungsweisen und Produkte. *Philips Techn. Rundschau* 10 (1949), Nr. 7, S. 215/223, 9 Abb.

Übersicht über die von den Philips-Werken in Eindhoven verwendeten Methoden zur Bereitung keramischer Massen sowie deren Verwendung. An Hand eines Phasendiagramms des Systems  $\text{MgO}-\text{Al}_2\text{O}_3-\text{SiO}_2$  wird gezeigt, wie die Eigenschaften des Endproduktes mit der Zusammensetzung der keramischen Massen zusammenhängen.

**546.28:621.314.632**

Bestell-Nr. 1098

PUTLEY, E. H.: A silicon-metal contact resistance. *Nature, Lond.* 160 (1947) Nr. 4073, S. 710/711.

Widerstand zwischen Kristall und Fassung beträgt 1 Ohm. Verhalten von Wolfram.

## Werkstoffe, Metallurgie

**620.179.18:534.88**

Bestell-Nr. 6002

POHLMAN, R.: Materialdurchleuchtung mittels schalloptischer Abbildungen. *Z. angew. Phys.* 1 (1948) Nr. 4, S. 181/187, 9 Abb.

In dem Schallsichtgerät von Siemens & Halske erzeugt eine Quarz- oder Seignettesalzplatte Ultraschallwellen mit einer Frequenz von 3 bis 7 MHz, die ganz ähnlich einer lichtoptischen Durchprojektion das zu prüfende Werkstück durchstrahlen. Mit einer schalloptischen Linse aus Metall oder Kunststoff wird ein Ultraschallbild des durchstrahlten Körpers auf einen Bildwandler projiziert, der das Schallbild in ein unmittelbar sichtbares Schwarz-Weiß-Bild umformt. Fehler und Risse in dem Werkstück von  $10^{-4}$  mm Breite können in diesem Bild noch erkannt werden.

## Elektrotechnik, Elektromedizin

**621—53+621.316.7**

Bestell-Nr. 2038

MOELLER, F.: Kenngrößen von nicht selbsttätigen Regelinrichtungen. *Arch. techn. Messen* (1929), 2 S. (Z 65—2).

Für die in der Meßtechnik oft benutzten Regelanordnungen mit beliebiger Einstellung der Meßgrößen werden die wichtigsten Eigenschaften, die bei derartigen nicht selbsttätigen Regelungen zur Kennzeichnung des Betriebsverhältnisses dienen, besprochen.

**621.3.017.3**

Bestell-Nr. 2045

FELDTKELLER, R.: Hysteresen u. Wirbelströme in Spulenblechkernen bei schwachen Wechselfeldern. *Fernmeldetechn.* Z. 2 (1949) Nr. 1, S. 9/14, 13 Abbildungen.



Es wird über Untersuchungen der Hysteresis- und Wirbelstromeigenschaften von Kernen aus verschiedenen Eisen-Silizium- und Nickel-Eisen-Legierungen berichtet, ohne auf Einzelheiten der Theorie einzugehen. Die Änderung der Permeabilität und die Verteilung der lokalen Anfangspermeabilität werden in Kurven dargestellt.

**621.311:621.315.17** Bestell-Nr. 1100

LEONHARD, ADOLF: Elektrische Energieübertragung auf große Entfernungen. *Arch. elektr. Übertr.* 2 (1948) Nr. 6/7, S. 272/285. Drehstrom. Gleichstrom.

**621.313.2**

●BIETRY, L.: Neue Kriterien zur experimentellen Beurteilung des Kommutationsvorganges bei Gleichstrommaschinen. *Mitt. a. d. Inst. f. Elektromaschinenbau an der eidgen. TH. Zürich. Thali, Hitzkirch/Luzern* 1948. 8 sfr.

**621.313.33**

●BRÄILOWSKY, M.: Doppelt gespeiste Induktionsmaschine. 38 Abbildungen. Zürich: Leeman 1946. 8,40 sfr.

**621.314.2**

RIDEOUT, V. C.: A note on a parallel-tuned transformer design. *Bell Syst. techn. J.* 27 (1948) Nr. 1, S. 96/108, 5 Abb., 1 Tabelle.

**621.314.67:621.385.38:621.316.722.1**

POTTER, J. A.: The shunt tube control of thyatron rectifiers. *Bell Syst. techn. Publ. Monogr. B-1464.* 4 S.; *Trans. Amer. Inst. electr. Engrs.* 66 (1947) S. 421/425.

Stabilisierung der Gleichspannung.

**621.315.08**

GOCHBERG, B. M.: „Elegas“ — ein gasförmiger elektrischer Isolator. (Physikal.-Techn. Inst. der Akad. der Wiss. der UdSSR., Leningrad.) *Elektritschestwo* 1947, Nr. 3.

Anwendungsbeispiele und in der Praxis erprobte für die Hochspannungstechnik als Isolator geeignete Gase hoher Durchschlagsfestigkeit. Besonders das „Elegas“ (SF<sub>6</sub>) wird behandelt. Außerdem Vergleich von mit SF<sub>6</sub> gefüllten Kondensatoren mit solchen von N-Füllung.

**621.315.08:53.093**

MICHAILOW, M. M., u. DJASTSCHENKO, T. N.: Feuchtigkeitsaufnahme schwachpolarer, organischer, elektrisch isolierender Materialien. (Leningrad. Polytech. Kalinin-Inst.) *Elektritschestwo* 1947, Nr. 8.

Gesetzmäßigkeiten und Mechanismus der Durchdringung mit Feuchtigkeit verschiedener untermischter Materialien.

**621.315.08.029.6**

Bestell-Nr. 1164

CAMILI, G., u. CHAPMAN, J. J.: Gaseous insulation for high voltage apparatus. *General Electric Rev.* 51 (1948) Nr. 2, S. 35/41, 15 Abbildungen.

SF<sub>6</sub>-Gase geben bessere Isolationswerte als Öle.

**621.315.2.017.71**

MACALPINE, W. W.: Heating of radio-frequency cables. *Electr. Commun.* 25 (1948) Nr. 1, S. 84/99.

**621.315.6**

●IMHOF, A.: Elektrische Isolierstoffe. 68 Abbildungen, Zürich: Orell Füssli 1946, 13,50 sfr.

**621.315:613.7:621.318.4**

Bestell-Nr. 1101

Transformateure auf quartz. *Techn. mod.* 40 (1948) Nr. 1/2, S. 26/27, 1 Abbildung.

Quarz als Isolierstoff und sein Verhalten.

**621.316.722:621.3.015.1**

Bestell-Nr. 0017

SCROGGIE, M. G.: Low-impedance variable-voltage tapings. *Wireless Wld.* 55 (Jan. 1949) Nr. 1, S. 2/6, 6 Abbildungen.

Eine Triode mit Katodenwiderstand stellt einen Spannungsteiler mit niedrigem innerem Widerstand dar und gestattet die Regelung von stabilisierten Gleichspannungen über einen größeren Bereich. Die Spannungsregelung geschieht durch ein an der Gesamtspannung liegendes ohmsches Potentiometer, über das der Triode die einstellbare Gitterspannung zugeführt wird. Die eingeregelte Spannung ist von der Belastung nahezu unabhängig, wenn die Triode eine möglichst große Steilheit und einen möglichst geringen Durchgriff hat.

**621.316.726.078.3**

STOKES, J.: Voltage regulation for h. f. equipment. *Radio News (Radio Electronic Engng.)* 39 (1948) Nr. 2, S. 6/7, 20, 2 Abbildungen.

Schaltungen für die Stabilisation.

**621.316.98:621.315.1**

Bestell-Nr. 2047

PLAPER, M.: Sigurnosno podrucje gromobrana. *Elektrotehnički Vesnik* (1948) Nr. 10/11, S. 225/231, 10 Abbildungen.

Es wird der Schutzbereich eines Blitzableiters in Gegenüberstellung der beiden Theorien von Peek und Schwaiger untersucht.

**621.319.4.027.3**

Bestell-Nr. 2041

WARNECKE, H.: Hochspannungs-Meßkondensatoren II, Preßgaskondensatoren. *Arch. techn. Messen* 1949. (Z131—5), 4 S., 11 Abbildungen.

Darstellung des Aufbaues von Preßgaskondensatoren nach Schering-Vieweg und Mau. Kurven geben die Durchschlagsspannung als Funktion des Fülldrucks für  $N_2$  und  $CO_2$  für verschiedene Radien des Innenzylinders und die relative Kapazitätsänderung als Funktion des Fülldrucks an. Bauformen mit einem Durchführungsisolator lassen sich bis etwa 150 kV verwenden. Für Spannungen bis 500 kV werden Kondensatordurchführungen benutzt. Mit dem Kaskadenkondensator nach Dannatt lassen sich Spannungen bis zu 1 MV beherrschen.

**621.319.4:621.3.011.4.015.13**

SLONCZEWSKI, T.: Absolute capacitance standard with a resistive shield. *Rev. sci. Instrum.* 18 (1947) Nr. 11, S. 848/849. Auszug in *Funk u. Ton* 2 (1948) Nr. 5, S. 261/262.

**621.365.5**

Bestell-Nr. 1165

STANSEL, N. R.: Induction heating applications. *General Electric Rev.* 51 (1948) Nr. 2, S. 44/50.

Formeln über Flußdichte, Temperatur.

**621.319.4.029.6**

Bestell-Nr. 2039

NITSCHKE, H.: Hochfrequenzspannungsteiler I. *Arch. techn. Messen* 1949 (Z 136—5), 4 S., 9 Abbildungen.

Kleine Hochfrequenzspannungen werden durch Messung der einer Spannungsteileranordnung bekannten Teilverhältnisse zugeführten Spannung bestimmt. Bis zu 1000 MHz lassen sich ohmsche und kapazitive Teiler geeigneter Bemessung verwenden. Es werden die kapazitiven Teiler mit ihren Eigenschaften besprochen. Der Frequenzgang eines Teilers mit störender Eigeninduktivität kann durch einen Entzerrungswiderstand verbessert werden. Mit umschaltbaren Kettenschaltungen lassen sich Teilverhältnisse bis  $10^5$  oder  $10^6$  erreichen. Für den Betrieb hinter Schwingkreisen sind kapazitive Teiler ohmschen Teilern wegen des Fortfalls der zusätzlichen Dämpfung überlegen. Änderungen der Eingangskapazität lassen sich durch Benutzung

von Differential-Drehkondensatoren vermeiden. Bei Verwendung von zwei in einem Metallrohr gegeneinander verschiebbaren Elektroden lassen sich Teilverhältnisse von  $10^5$  bei exponentieller Regelkurve erreichen.

**Meßtechnik, Meßgeräte**

**621.317:389.16**

Bestell-Nr. 1102

FLEURY, P.: Coordination des unités mécaniques et électriques en un système „pratique“ international: formules classiques ou rationalisées? I. *Phys. Radium* (8) 9 (1948) S. 33/38.

System Georgi. Vergleiche. Notwendigkeit einer allgemeinen Absprache.

**621.317:389.16**

Bestell-Nr. 1103

STEINWEHR, HELLMUTH v.: Denkschrift über die Einführung neuer elektrischer Einheiten. *Z. Phys.* 124 (1948) Nr. 316, S. 315/321.

**621.317.083.7:621.396.9.083.7**

STEDMAN, C. K.: Design principles of amplitude-modulated subcarrier telemeter systems. *Proc. Inst. Radio Engrs.* 36 (1948) Nr. 1, S. 36/41.

**621.317.3.011.5:537.226.1**

Bestell-Nr. 1104

LETIENNE, R.: Sur l'interprétation des mesures de constante diélectrique en impulsions. *C. R. Acad. Sci., Paris* 226 (1948) Nr. 5, S. 399/400.

Versuche an Kupfersulfatkristallen. Werte der Dielektrizitätskonstante wechseln bei Messungen mit Impulsen oder sinusförmiger Spannung.

**621.317.31:621.317.32:389.16**

Bestell-Nr. 1105

STEINWEHR, HELLMUTH v.: Über eine kalorimetrische Kompensationsmethode zur Bestimmung der Werte von Ampere und Volt im Georgischen Maßsystem. *Z. Phys.* 124 (1948) Nr. 3/6, S. 322/325.

**621.317.336**

Bestell-Nr. 1110

ABADIE, P.: Sur une méthode de mesure d'impédances, en haute fréquence, utilisant des courbes de résonance sur lignes. *C. R. Acad. Sci., Paris* 226 (1948) Nr. 6, S. 474/475.

**621.317.35**

Bestell-Nr. 1106

KOEHLER, I. S.: An electronic differential analyzer. *J. appl. Phys.* 19 (1948) Nr. 2, S. 148/155, 13 Abbildungen.

**621.317.372**

LANGE, R. W.: Measurement of high—Q cavities at 10000 Mc/s. *Bell Syst. techn. Publ. Monogr. B—1474*, 6 S.

**621.317.373**

Bestell-Nr. 1107

SCHUCK, O. H.: Standard lag line for phase measurement. *J. acoust. Soc. Amer.* 20 (1948) Nr. 1, S. 26/39, 14 Abbildungen.

Meßmethoden für Phasenwinkel. Messungen im Bereich von 10 bis 80 Hz. Genauigkeit bis auf  $\frac{1}{4}^\circ$ .

**621.317.39:531.752**

CLARK, J. W.: An electronic analytical balance. *Rev. sci. Instrum.* 18 (1947) S. 915/918.

**621.317.7**

Bestell-Nr. 1156

GARDNER, G. F.: Instruments, physics, and physicists. *General Electric Rev.* 51 (Okt. 1948) Nr. 10, S. 11/13.

**621.317.7**

Bestell-Nr. 1157

PRINCI, M. A., u. DAY, H. S.: Extending the usefulness of laboratory instruments. *General Electric Rev.* 51 (Okt. 1948) Nr. 10, S. 15/17.

**621.317.712:621.317.312**

Bestell-Nr. 2040

ROHDE, L., KÜPFMÜLLER, K., u. KRAUS, A.: Dynamometer für Tonfrequenz. *Arch. techn. Messen* 1949 (J 74I—II), 4 S., 6 Abbildungen.

Elektrodynamische Meßinstrumente werden im Frequenzgebiet bis 300 Hz vorwiegend als Wattmeter hoher Genauigkeit benutzt. Für Messungen im Tonfrequenzbereich sind im allgemeinen Genauigkeiten von 1 bis 2% ausreichend. Durch Verwendung kleiner und leichter Systeme kann der Eigenverbrauch so klein gehalten werden, daß elektrodynamische Meßinstrumente auch für diesen Frequenzbereich brauchbar werden. Bei einem serienmäßig gefertigten Instrument mit Spitzenlagerung konnte der Eigenverbrauch auf 0,1 W herabgesetzt werden. Die feste Spule hat 300 Ohm bei 60 mH, die bewegliche Spule 150 Ohm bei 6 mH. In der Schaltung als Voltmeter läßt sich für die Meßbereiche 125/250 V durch Entzerrer eine Genauigkeit von besser als 1% bis zu Frequenzen von 10000 Hz erreichen. In der Schaltung als Wattmeter wird die bewegliche Spule für verschiedene Meßbereiche über einen umschaltbaren Spartransformator betrieben. Der kleinste Meßbereich von 2,5 W gestattet noch die Ablesung von 0,05 W. Durch Vorschaltung eines Verstärkers läßt sich der u. U. störende

Eigenverbrauch praktisch beseitigen. Die bei den verschiedenen Anwendungszwecken auftretenden Verhältnisse werden diskutiert.

**621.317.715**

Bestell-Nr. 1108

PICARD, M.: Galvanomètre immergé anti-vibratoire. *Rev. gén. Electr.* 57 (1948) Nr. 4, S. 141/146, 12 Abbildungen.

Stabilisierung des Nullpunktes. Empfindlichkeitskonstante. Dämpfung. Empfindlichkeit. Aufbau.

**621.317.72:620.1.05:620.179**

Bestell-Nr. 6011

MEMBRY, E. J.: An electronic instrument for high voltage testing. *Electronic Eng.* 20 (Dez. 1948) Nr. 250, S. 390/391, 6 Abbildungen.

Die bis 5000 Volt regelbare hochfrequente Prüfspannung, die einem Röhrenoszillator entnommen wird, liegt über eine Diode und über einen ohmschen Widerstand von 45000 Ohm an dem Prüfling. Der an dem Widerstand entstehende Spannungsabfall steuert ein magisches Auge und den Eingang eines 200000fach verstärkenden Verstärkers. Das magische Auge zeigt einen etwaigen Überschuß in dem Prüfling an, während der Verstärker bei langsamer Steigerung der Prüfspannung den bevorstehenden Überschuß durch zischende Geräusche rechtzeitig ankündigt, so daß der Prüfling nicht beschädigt zu werden braucht.

**621.317.729:537.291:621.385**

Bestell-Nr. 1109

MARVAUD, J.: Traceur automatique de trajectoires électroniques. *C. R. Acad. Sci., Paris* 226 (1948) Nr. 6, S. 476/478, 1 Abbildung.

Verbesserungen des Gerätes von Gaber und Langmuir. Halbautomatische Methode mit einem elektrolytischen Bad. Geeichte Potentiometer.

**621.317.726**

Bestell-Nr. 6001

LAPORTE, H.: Energiemesser zur Messung des Energieinhaltes einzelner elektrischer Impulse beliebiger Kurvenform, besonders zur Messung einzelner gedämpfter Schwingungen. *Z. angew. Phys.* 1 (1948) Nr. 4, S. 187/189, 5 Abbildungen.

Die zu messende Energie wird in einem kleinen Widerstand in Wärme umgewandelt und einem Wärmespeicher zugeführt, dessen Temperaturerhöhung mit einem Thermoelement bestimmt wird. Widerstand, Wärmespeicher und Thermoelement bilden eine bauliche Einheit. Die kleinste meßbare Energiemenge eines Einzelimpulses beträgt  $2 \cdot 10^{-8}$  Wsec.



Schwächere Impulse können durch mehrmalige Wiederholung gemessen werden, da die Kapazität des Wärmespeichers eine Sammlung der von den Impulsen stammenden Energiemengen gestattet.

#### 621.317.753

DAMSKI, A. M., u. SELIBER, B. A.: Universal-Oszillograf MPO 2. *Vestn. Elektrom.* (1948) Nr. 7, S. 15.

Der neuentwickelte russische Schleifenzosillograf ermöglicht die gleichzeitige Beobachtung und Registrierung von 8 Vorgängen. Eine der Schleifen kann durch einen 500-Hz-Zeitmarkenschreiber ersetzt werden. Für die Registrierung wird 35 mm Normalfilm benutzt bei Schreibgeschwindigkeiten von 1...5000 mm/sec.

#### 621.317.755

Bestell-Nr. 6013

POPPER, P., u. WHITE, G.: Analysis of bridge-type valve voltmeters. *Wireless Engr.* 25 (Dez. 1948) Nr. 303, S. 377/384, 13 Abb.

Röhrenvoltmeter, bei denen der Ruhestrom durch das Meßinstrument durch einen aus ohmschen Widerständen bestehenden Spannungsteiler kompensiert wird, können durch geeignete Wahl der Gittervorspannung von Schwankungen der Betriebsspannung unabhängig gemacht werden, wenn die Meßröhre nach Art eines Katodenverstärkers geschaltet wird. Besteht aber die Kompensationschaltung aus einer dem Meßkreis identischen Röhrenschaltung, so ist die Schaltung als Katodenverstärker wegen ihrer geringeren Empfindlichkeit ungünstiger, da auch die Schaltung mit Anodenwiderstand von der Betriebsspannung unabhängig ist.

#### 621.317.755

Bestell-Nr. 1111

STRONG, JOHN: The parastatic moving needle galvanometer. *Rev. mod. Phys.* 20 (1948) Nr. 1, S. 180/184, 1 Abbildung.

#### 621.317.755

Bestell-Nr. 6018

SPRATT, H. G. M.: „Q“-meters, function and application. *Wireless Wld* 55 (Jan. 1949). Nr. 1, S. 7/10, 3 Abbildungen.

Ausgehend von der Definition der Kreisgüte eines Elementes als Blindwiderstand durch Wirkwiderstand bzw. als aufgenommene Energie durch verbrauchte Energie, werden an Hand des Schaltbildes eines neuen industriellen Kreisgütemessers die Messungen der Kreisgüte von Spulen, Kondensatoren, Leitungen usw. erläutert. Das Meßgerät besteht im wesentlichen aus einem zwischen

50 kHz und 50 MHz einstellbaren Oszillator und einem Röhrenvoltmeter, das die Spannungserhöhung an einem Resonanzkreis aus dem Prüfling und einem Meßkondensator anzeigt. Die Spannungserhöhung ist dann gleich der Kreisgüte, so daß nur ein Meßvorgang notwendig ist.

#### 621.317.77

Bestell-Nr. 2036

MAZUR, R.: Ein Meßgerät zur Bestimmung kleiner Phasenwinkel. *Funktechnik (Wien) I* (1948) Nr. 3, S. 87/93, 5 Abbildungen.

Diskussion einer Anordnung zur Messung kleiner Phasenwinkel, wie sie in der Funknavigation für die E-Messungen von Fahrzeugen benutzt wird. Es wird aus dem Phasenunterschied einer niederfrequenten Modulationsfrequenz auf dem Wege Boden — Bord — Boden gegenüber der am Boden erzeugten Modulationsfrequenz die Entfernung bestimmt (Y-Verfahren). Durch Wahl der Modulationsfrequenzen lassen sich verschiedene Genauigkeiten erreichen (bei 300 Hz etwa 930 m, bei 3 kHz etwa 93 m usw.). Infolge der Mehrdeutigkeit bei Phasenverschiebungen über 180° ist bei größeren Entfernungen eine Unterteilung in Grob- und Feinmessung notwendig.

#### 621.317.79:621.315.2

ABRAHAM, L. G., LEBERT, A. W., MAGGIO, J. B., u. SCHOTT, J. T.: Pulse echo measurements on telephone and television facilities. *Bell Syst. techn. Publ. Monogr. B—1469*, 8 S.

Impulsmessung auf koaxialen Kabeln für 56, 13 oder 3,3 kHz und Impulsbreiten von 0,25 oder 1,5 µs.

Ein anderes Gerät, Lookator, für Kabel und Freileitungen. 220 Hz lassen Messungen bis zu 5 µs zu.

#### 621.317.79

Bestell-Nr. 6021

CROWHURST, N. H.: A direct reading impedance meter. *Electronic Engng.* 21 (Jan. 1948) Nr. 251, S. 22/24, 9 Abbildungen.

Komplexe Widerstände können schnell in einer dem Ohmmeter entsprechenden Schaltung gemessen werden, wenn man in dieser den ohmschen Vergleichswiderstand durch einen veränderbaren komplexen Widerstand ersetzt. Bei der Veränderung soll nur der Phasenwinkel verändert werden, der Absolutwert des Widerstandes aber möglichst gleich bleiben. Diese Forderung erfüllen bei richtiger Dimensionierung eine Selbstinduktion und eine Kapazität, die über ein Potentiometer parallel geschaltet sind.



## Fotozellen, Fotoelektronik, Glimmlampen

**621.383.032.216**

Bestell-Nr. 1112

DEBIESSE, J., u. CHAMPEIX, R.: Cellule photoélectrique à cathode chaude. *C. R. Acad. Sci., Paris* 226 (1948) Nr. 3, S. 234/236, 1 Abbildung.

Oxyde von Ba und Sr. werden verwendet.

**621.383.2**

Bestell-Nr. 1113

MAYER, HERBERT: Die Vielschichten-Photozelle. *Z. Phys.* 124 (1948) Nr. 3/6, S. 345/347, 1 Abbildung.

**621.383.2:533.5**

Bestell-Nr. 1114

MAYER, HERBERT: Die lichtelektrischen Eigenschaften von Alkalischichten atomarer Dicke. *Z. Phys.* 124 (1948) Nr. 3/6, S. 326/344, 6 Abbildungen.

**621.383.4**

Bestell-Nr. 6012

TUCKER, M. J.: A high sensitivity photoelectric cell circuit. *Electronic Engng.* 20 (Dez. 1948) Nr. 250, S. 401, 1 Abbildung.

Durch eine dem Katodenverstärker ähnliche Schaltung wird die Wirkung des Gitterwiderstandes, der gleichzeitig Außenwiderstand der Fotozelle ist, um den Faktor  $1/(1+\mu)$  herabgesetzt. Gitterwiderstände bis zu einigen tausend Megohm sind so möglich, ohne daß die Empfindlichkeit bis zu etwa 1000 Hz abfällt.

## Röhrentechnik, Elektronenoptik

**621.385**

FRIEDENSTEIN, H., MARTIN, S. L., u. MUNDAY, G. L.: The mechanism of the thermionic emission from oxide-coated cathodes. In *Reports on Progress in Physics* Bd. XI, 1946/47.

**621.385**

Bestell-Nr. 1115

CHARLES, D., u. SEPTIER, A.: Sur la détermination du courant dans un canon électronique triode. *C. R. Acad. Sci., Paris* 226 (Juni 1948) Nr. 25, S. 2058/2060, 3 Abbildungen.

**621.385**

Bestell-Nr. 5020

Lorenz-Verbundröhre UEL 71. *FUNK-TECHNIK* 4 (1949) H. 4, S. 102/103, 7 Abbildungen.

Abmessungen, Sockelschaltung, Kennlinien und Daten.

**621.385**

Bestell-Nr. 5022

te GUDE, H.: UF 5, UF 6, UL 2, drei neue Röhren. *FUNK-TECHNIK* 4 (1949) H. 3, S. 71/73, 16 Abbildungen.

Abmessungen, Sockelschaltungen, Kennlinien und Daten der Röhren.

**621.385.029.6**

SIFOROV, V. I.: Über die Rauscheigenschaften von Röhren im Gebiet ultrahoher Frequenzen. *Radiotekhnika* 3 (1948) Nr. 3, S. 5/24.

Es wird eine Verstärkertheorie für ultrahohe Frequenzen entwickelt, die die Röhre, gleichgültig ob Pentode, Triode oder Klystron usw., als aktiven Vierpol für die Erzeugung der Rauschspannung betrachtet. Die Theorie stimmt in ihren wesentlichen Ergebnissen mit der von Strutt und van der Ziel überein.

**621.385.011**

Bestell-Nr. 6027

HUMPHREYS, B. L., u. JAMES, E. G.: Interelectrode capacitance of valves. *Wireless Engr.* 26 (Jan. 1949) Nr. 304, S. 26/30, 9 Abb.

Die Gitter-Katoden-Kapazität einer im Raumladungsgebiet arbeitenden Elektronenröhre müßte nach der Theorie um ein Drittel größer sein als die an der stromlosen Röhre gemessene Kapazität. Die Versuche zeigen, daß die durch den Emissionsstrom hervorgerufene Kapazitätzunahme größer ist, als die Theorie fordert. Die Abweichungen von der Theorie scheinen um so größer zu sein, je weiter das Gitter von der Katode entfernt, je enger der Abstand der Gitterdrähte und je niedriger die Anodenspannung ist.

**621.385.620.1**

Bestell-Nr. 5027

Silica Röhren-Technik. *FUNK-TECHNIK* 4 (1949) H. 2, S. 40, 1 Abbildung.

Senderröhren mit Kolben aus geschmolzenem Quarz oder Silica, einem keramischen Werkstoff.

**621.385.1.029.6:621.396.621.5.029.63:**

**621.396.615.142**

STRUTT, M. J. O., u. VAN DER ZIEL, A.: Application of velocity-modulation tubes for reception at uhf and shf. *Proc. Inst. Radio Engrs.* 36 (1948) Nr. 1, S. 19/23.

**621.385.822.5:538.221:621.318.22**

Bestell-Nr. 5012

WENT, J. J.: Weicheisen für den Elektromagneten eines Zyklotrons. *Philips Techn. Rdsch.* 10 (1949) Nr. 8, S. 247/256, 9 Abb.

Untersuchungen, welche Eigenschaften Weicheisen besitzen muß, um einen geeigneten Rohstoff für den Bau eines Elektromagneten zu bilden, wie man sie z. B. in einem Zyklotron benötigt. Es werden zunächst die wichtigsten Eigenschaften ferromagnetischer Materialien besprochen. Der Verfasser kommt zu dem Ergebnis, daß der Elektromagnet einen hohen Sättigungsgrad und eine sehr große Remanenz besitzen muß. Ferner wird mitgeteilt, in welcher Weise diese Ergebnisse für die praktische Herstellung der Zyklotrone für kernphysikalische Forschungen in Amsterdam Verwendung fanden.

**621.385.832(091)**

Bestell-Nr. 1116

ZENNECK, J.: Zum 50jährigen Jubiläum der Braunschweiger Röhre. *Naturwiss.* 35 (1948) Nr. 2, S. 33/38.

Form der Röhre. Verwendung als Oszillograf. Gleichzeitige Ablenkung nach verschiedenen Richtungen. Fernsehen. Braun als Physiker und Mensch.

**621.385.832.5**

Bestell-Nr. 1117

DEBRAINE, PIERRE, u. SIMANE, C.: Dispositif de synchronisation automatique du cyclotron. *J. Phys. Radium* (8) 9 (1938) Nr. 4, S. 113/121, 6 Abbildungen.

**621.385.833**

Bestell-Nr. 5011

SCHERZER, O.: Können Atome im Elektronen-Mikroskop sichtbar werden? *Phys. Bl.* 4 (1948) Nr. 11/12, S. 460/462, 2 Abb. Um Atome sichtbar machen zu können, müßte ein gesondertes Auflösungsvermögen von 2 Å zugrunde gelegt werden. Mit Hilfe einer beschriebenen Lochkamera könnte man dieses Auflösungsvermögen erreichen. Bei Weiterentwicklung des Elektronen-Mikroskops ist also anzunehmen, daß nicht nur die schweren Jodatome sondern auch leichte Kohlenstoffatome sichtbar werden.

**621.386:620.1**

Bestell-Nr. 5005

PARRISH, W., u. CISNEY, E.: Eine verbesserte Kamera für Röntgenbeugungsaufnahmen. *Philips Techn. Rdsch.* 10 (1939) Nr. 7, S. 202/214, 13 Abbildungen.

Beschreibung einer verbesserten Debye-Scheren-Kammer, um Röntgenbeugungsdiagramme bei kurzen Belichtungszeiten zu erhalten. Es wirken verschiedene Faktoren, die auf die Beschaffenheit der Diagramme von Einfluß sind. Notwendige Kompromisse zwischen Eigenschaften, wie Linienintensität, Linienschärfe, Kontrast und Linienform. Beschreibung eines Rohres, das das Primärstrahlenbündel vor und hinter dem Präparat umgibt und so die durch Streustrahlung entstehende Filmschwärzung verhindert. Durch von Buerger angegebene mechanische Konstruktionsprinzipien ist das Arbeiten mit der Kamera vereinfacht worden.

**621.385.833**

Bestell-Nr. 5025

HERRNKIND, O. P.: Sekundärelektronen-Vervielfacher VpA 11 tp 69. *FUNK-TECHNIK* 4 (1949) H. 1, S. 11, 3 Abbildungen.

Beschreibung eines Fotokatoden-Vervielfachers auf rein elektrostatischer Grundlage. Der Vervielfacher hat 11 Stufen mit einer Gesamtverstärkung von  $10^6 \dots 10^7$ .

## Fernmeldetechnik

**621.392.029.64:621.3.09**

Bestell-Nr. 1120

RIGAL, R., u. VOGÉ, J.: Sur la propagation d'ondes planes dans un guide métallique droit de section quelconque. *C. R. Acad. Sci., Paris* 226 (1948) Nr. 4, S. 326/328.

Formeln für Ausbreitungsgrundlagen einschließlich Phasen- und Gruppengeschwindigkeit.

**621.392**

Bestell-Nr. 1121

HOLZ, G.: Response of linear resonant systems to excitation of a frequency varying linearly with time. *J. appl. Phys.* 19 (1948) Nr. 3, S. 242/250, 8 Abbildungen; Nr. 7, S. 623.

**621.392.2**

ROWLAND, H. J.: The series reactance in coaxial lines. *Proc. Inst. Radio Engrs.* 36 (1948) Nr. 1, S. 65/69, 11 Abbildungen.

**621.392.26.029.64**

Bestell-Nr. 6025

CULLEN, A. L.: Laterally-displaced slot in rectangular waveguide. *Wireless Engr.* 26 (Jan. 1949) Nr. 304, S. 3/10, 16 Abbildungen.

Ein besonders günstiger Strahler ist ein in der Längsrichtung des rechteckigen Hohlrohrlitters sich erstreckender Schlitz, der um einen gewissen Betrag gegen die Mittellinie des

Rohres versetzt ist. Ein derartiger Schlitz wirkt wie ein der äquivalenten Leitung parallel geschalteter Reihen-Resonanzkreis, so daß die ausgestrahlte Energie berechnet werden kann, wenn die Impedanz dieses Resonanzkreises bekannt ist. Aus den geometrischen Verhältnissen des Hohlrohres und des Schlitzes kann die Impedanz nach der Theorie der Leitungen berechnet werden

#### 621.392.091

Bestell-Nr. 1122

BERG, HEINZ: 100 Jahre elektrische Nachrichten-Übertragung. Ein Rückblick auf die Geschichte der Firma Siemens & Halske anlässlich ihres 100jährigen Bestehens. *Arch. elektr. Übertr.* 2 (1948) Nr. 6/7, S. 241/245.

#### 621.392.26

VOLMAN, I. I.: Anregung rechteckiger Hohlraumleitungen durch einen Schlitz. *Radio-technik* 3 (1948) Nr. 3, S. 49/55.

Berechnung des elektromagnetischen Feldes zwischen zwei parallelen Ebenen, das durch einen Schlitz in einer der beiden Ebenen erregt wird, wenn die Tangentialkomponente des elektrischen Feldes im Schlitz gegeben ist. Durch Spiegelung wird die Rechnung auf Räume zwischen zwei weiteren Ebenen erweitert.

#### 621.392.26.029.64

RIBLET, H. J., u. SAAD, T. S.: A new type of waveguide directional coupler. *Proc. Inst. Radio Engrs.* 36 (1948) Nr. 1, S. 61/64.

#### 621.392.26

Bestell-Nr. 1123

STEVENSON, A. C.: Theory of slots in rectangular wave guides. *J. appl. Phys.* 19 (1948) Nr. 1, S. 24/38, 4 Abbildungen.

Analogie mit Wellenleitern. Formelableitungen.

#### 621.392.26

Bestell-Nr. 1124

FEUER, P., u. AKELE, E.: Scattering of electromagnetic radiation by a thin circular ring in a circular wave guide. *J. appl. Phys.* 19 (1948) Nr. 1, S. 39/47, 3 Abbildungen.

#### 621.392.26

Bestell-Nr. 1125

CULLEN, A. B., u. GREIG, J. H.: A resonant cavity linear accelerator. *J. appl. Phys.* 19 (1948) Nr. 1, S. 47/50, 3 Abbildungen.

Versuche am gefalteten rechtwinkligen Wellenleiter mit 2800 MHz. Kraftquelle: 4 I 33 Radar Magnetron.

#### 621.392.26

Bestell-Nr. 1126

OLINER, A. A.: Remarks on slow waves in cylindrical guides. *J. appl. Phys.* 19 (1948) Nr. 1, S. 109/110, 1 Abbildung.

#### 621.392.5

Bestell-Nr. 1127

LAPLUME, JACQUES: Sur la courbe d'amplitude associée à une caractéristique de phase linéaire dans un quadripôle à déphasage minimum. *C. R. Acad. Sci., Paris* 227 (1948) Nr. 3, S. 187/188.

#### 621.392.5

DI TORO, M. J.: Phase and amplitude distortion in linear networks. *Proc. Inst. Radio Engrs.* 36 (Jan. 1948) Nr. 1, S. 24/36, 16 Abbildungen.

#### 621.394.5/6/7

Bestell-Nr. 2046

HÖLZLER, E.: Entwicklungstendenzen in der Nachrichtenübertragung. *Fernmeldetechn. Z.* 2 (1949) Nr. 1, S. 1/8, 15 Abbildungen.

Zusammenfassender Bericht über den Stand der Nachrichtentechnik. Behandelt werden Trägerfrequenz-Technik auf Leitungen, Transocean-Übertragungen, Übertragungen auf Funkrichtverbindungen und Hohlleitern, Frequenz- und Impulsmodulation. Literaturnachweis.

#### 621.392.5:534.321.9

Bestell-Nr. 1128

ARENBERG, D. L.: Ultrasonic solid delay lines. *J. acoust. Soc. Amer.* 20 (1948) Nr. 1, S. 1/26, 16 Abbildungen.

Wellen in festen Körpern. Nikol-Prismen und Piezosender. Versuche mit 20 MHz.

#### 621.394.648

Bestell-Nr. 5016

PÖHN, H.: Magnetverstärker. *Radiowelt* 4 (1949) Nr. 1/2, S. 1/4, 8 Abbildungen.

Anordnung, Verwendungsgebiet und Beispiele von Magnetverstärkern, z. B. in der automatischen Kurskreiselsteuerung in Flugzeugen. Vorteile des Magnetverstärkers gegenüber Röhrenverstärkern besonders bei Verstärkung von Gleichströmen.

#### 621.395.34/35:621.395.5

Bestell-Nr. 5009

LANGER, M.: Der halb- und vollselbsttätige Wählerbetrieb im Fernsprech-Weitverkehr. *Frequenz* 3 (1949) Nr. 2, S. 52/53.

#### 621.395.341.8

Bestell-Nr. 1129

MEHLIS, ARTHUR: Ein Beitrag zur Lösung des Fernwählverkehrs in größten Fernsprechnetzen. *Arch. elektr. Übertr.* 2 (1948) Nr. 6/7, S. 245/265.

Trennen der Ortswähltechnik von der Fernwähltechnik durch die sogenannte „Ansage“; dadurch ist die Möglichkeit gegeben, innerhalb der Fernwahl Umrechnung einzuführen, ohne daß die Ortsamttechnik durch die Fernwahl und die Speichertechnik der Fernwahl durch die Ortsamttechnik belastet werden. Die Umrechnung der Ortsrufnummer erfolgt in jeder Vermittlungsstelle durch Richtungsnummer.

#### 621.395.43:621.396.619.16

MEACHAN, L. A., u. PETERSON, E.: An experimental multichannel pulse code modulation system of toll quality. *Bell Syst. techn. J.* 27 (Jan. 1948) Nr. 1, S. 143, 27 Abbildungen.

Mikrowellen-Relaisanordnung für 96 Verbindungen, von denen vorläufig nur 24 ausgerüstet sind. Bildung der Codezeichen. Demodulation der Zeichen.

#### 621.395.625.3

CLEAR, G. T.: A quasitechnical discussion of magnetic recording. *Radio News* 39 (1948) Nr. 2, S. 52/53, 147/151, 6 Abbildungen.

Magnetische Materialien, ihre Vorbereitung, Aufbringung auf die Bänder oder Drähte. Aufzeichnungsgeschwindigkeit. Wiedergabe-güte. Verwendung im Tonfilm.

#### 621.395.625.3

Bestell-Nr. 5008

SPRINGER, A.: Fortschritte auf dem Gebiet der Magnettonaufzeichnung: *Frequenz* 3 (1949) Nr. 2, S. 38/47, 16 Abbildungen.

Übersicht über das Hochfrequenzmagnettonverfahren und Beschreibung von Meßgeräten und Meßverfahren der Schallaufzeichnungstechnik.

#### 621.395.623.5

HUST, L. B.: Build your own magnetic tape recorder. *Radio News* 39 (Febr. 1948) Nr. 2, S. 39/42, 167, 9 Abbildungen.

Bauweisung für ein Gerät mit 30 Minuten Spieldauer.

#### 621.395.645.36

KRAUSS, H. L.: Class A push-pull amplifier theory. *Proc. Inst. Radio Engrs.* 36 (Jan. 1948) Nr. 1, S. 50/52, 3 Abbildungen.

Die Leistung zweier Röhren in push-pull-Schaltung ist höher als die Summe der beiden Röhren in Einzelschaltung.

#### 621.398:623.746.48 + 623.451

CHAPEL, C. E.: Guided missiles. *Radio News* 39 (1948) Nr. 1, S. 39/41, 126.

Steuerung unbemannter Flugzeuge mittels elektronischer Einrichtungen.

## Funktechnik

#### 621.396(091)

BARTHELEMY, R.: Notes sur trois congrès et une mission. *Onde élect.* 28 (1948) Nr. 251, S. 54/59.

Verfasser berichtet über seine Teilnahme am Kongreß zu Brüssel (Comité international pour la diffusion artistique, littéraire et scientifique par le cinématographe) vom 23. bis 27. Juni 1947, am 2. Kongreß des CIDALC zu Cannes, 20. bis 25. September 1947, am Kongreß Marconi zu Rom vom 28. September bis 5. Oktober 1947. Teilnahme an einer Mission nach Latein-Amerika.

#### 621.396.11.08:621.397.26

New mobile field strength equipment. *Radio News* 40 (Aug. 1948) Nr. 2, S. 61/72, 2 Abbildungen.

Gerät zum Auffinden toter Zonen.

#### 621.396.11

DURKEE, A. L.: Results of microwave propagation tests on a 40 mile overland path. *Proc. Inst. Radio Engrs.* 36 (1948) Nr. 2, S. 197/205, 14 Abbildungen.

Versuche mit 1,25 m bis zu 42 cm Relaisstrecken.

#### 621.396.11.029.6

VOGE, J.: Incidences météorologiques sur la propagation des ondes très courtes. *Onde élect.* 28 (1948) Nr. 252, S. 99/107, 12 Abbildungen.

Einfluß von Wolken und Regen auf die Ausbreitung von Kurzwellen.

#### 621.396.11

Bestell-Nr. 1154

HELLIWELL, R. A.: On the measurement of ionospheric virtual height at 100 kilocycles. *Phys. Rev.* 73 (1948) Nr. 1, S. 77, 1 Abbildung.

Verwendung von 100 kHz für Impuls-sendungen.

#### 621.396.11

Bestell-Nr. 1153

BOLTON, J. G., u. STANLEY, G. J.: Variable source of radio frequency radiation in the constellation of Cygnus. *Nature, Lond.* 161 (1948) Nr. 4087, S. 312/313, 2 Abbildungen.

Beobachtungen mit Frequenzen zwischen 60 MHz und 200 MHz, besonders aber mit 100 kHz. Beobachtungen an der Steilküste beim Sichtbarwerden der Sterne über dem Horizont. Mittel zur Vermeidung von Interferenzen zwischen direkten Strahlen und den durch die Meeresoberfläche zurückgeworfenen Strahlen.



**621.396.11:523.746**

STETSON, H. T.: Sunspots and radio. *Radio Craft* 19 (1948) Nr. 5, S. 24/25, 72, 7 Abbildungen.

Über das Versuchslabor zu Needham (Massachusetts) und seinen Aufgabenkreis.

**621.396.11**

DELLINGER, J. H., u. SMITH, N.: Developments in radio sky-wave propagation research and applications during the war. *Proc. Inst. Radio Engrs.* 36 (1948) Nr. 2, S. 258/266, 6 Abbildungen.

Bericht über die Arbeiten des Inter-Service Radio Propagation Laboratory während des letzten Krieges: Beobachtungen der Ionosphäre, Austausch der Beobachtungen mit anderen Stationen. Entwicklung von Schnellmethoden. Feldstärkemessungen. Funkwettervoraussagen.

**621.396.11.029.6**

BENNINGTON, T. W.: Radio propagation in the frequency range of 40 bis 100 Mc/s. *BBC Quart.* 2 (Jan. 1948) Nr. 4, S. 233/243, 7 Abbildungen.

Einfluß der F- und E-Schicht und der Troposphäre. Beobachtungen durch die verschiedenen Kontrollstellen der BBC. Planung von Kurzwellenverbindungen.

**621.396.11**

Bestell-Nr. 1131

PEKERIS, C. L.: The effect of ground constants on the characteristics values of the normal mode in non standard propagation of microwaves. *J. appl. Phys.* 19 (Jan. 1948) Nr. 1, S. 102/105, 2 Abbildungen.

Versuche zwischen 1 cm und 500 m.

**621.396.11.029.6:534.2**

Bestell-Nr. 1132

DECAUX, BERNARD, u. CROUZARD, MAURICE: Nouvelles observations sur l'effet Doppler dans la propagation des ondes radio-électriques décamétriques. *C. R. Acad. Sci., Paris* 227 (1948) Nr. 2, S. 116/117, 1 Abbildung.

**621.396.11.029.4.029.6:535.33**

BENOIT, J.: Nouvelle méthode de mesure des indices de réfractions d'absorption électrique pour la gamme des ondes décimétriques et métriques. Thèse Paris 1945. *I. Phys. Radium* (8) 5 (1944), S. 203, 225.

Versuche mit  $\lambda = 16$  cm an Ebonit, Quarz, Wasser, Alkohol, Azeton und Benzin.

**621.396.61.029.64**

Bestell-Nr. 5021

MÖLLER, C.: Mikrowellen-Relaiskette New York—Boston. *FUNK-TECHNIK* 4 (1949) S. 127/129, 10 Abbildungen.

Technische Einzelheiten der umfangreichen Anlage, bearbeitet nach Beiträgen aus Bell Laboratories Research.

**621.396.62:621.385**

Bestell-Nr. 5026

MÖLLER, C.: Endröhre und Außenwiderstand. *FUNK-TECHNIK* 4 (1949) H. 2, S. 44/45, 9 Abbildungen.

Überanpassung bei Dreipolröhren. Unteranpassung bei Fünfpolröhren. Diese Änderung der Anpassungsbedingungen wurde durch die modernen Röhren ermöglicht. Es werden an Hand von Beispielen die verschiedenen Möglichkeiten erörtert.

**621.396.667**

Bestell-Nr. 6024

JAMES, E. J.: Simple tone control circuit. *Wireless Wld.* 55 (Febr. 1949) Nr. 2, S. 48/50, 8 Abbildungen.

Eine Tonblende mit voneinander unabhängigen Einstellmöglichkeiten für die Höhen und für die Tiefen besteht nur aus Kondensatoren und Widerständen und dient als Kopplung zwischen zwei Verstärkerstufen.

**621.396.812.4:551.510**

Bestell-Nr. 1135

MALSCH, JOHANNES: Über die Polarisation in der Ionosphäre. *Arch. elektr. Übertr.* 2 (1948) Nr. 6/7, S. 231/237.

Diskussion um den sogenannten „Lorentz-Term“, der auf die Verhältnisse in der Ionosphäre nicht anzuwenden ist.

**621.396.71:621.385.032.22**

Bestell-Nr. 5013

SNIJERS, M. J.: Ein Senderöhrenkühler mit erhöhter Turbulenz des Kühlraumes. *Philips techn. Rdsch.* 10 (1949) Nr. 8, S. 240 bis 247, 9 Abbildungen.

In Sendern für sehr kurze Wellenlänge, wo eine möglichst intensive Kühlung verlangt wird, ist Wasser als Kühlmittel vorzuziehen. Um die Turbulenz des Wassers im Kühler zu erhöhen, haben sich konzentriert um die Anode herum angebrachte Spritzringe sehr bewährt. Ein Vergleich des Spritzkühlers mit dem alten Kühler, bei gleicher Wassermenge, zeigt, daß mit dem Spritzkühler die höchste Anodentemperatur um 50 % niedriger bleibt als bei der alten Methode. Man kann dadurch die Sendeleistung mit kleinen Röhren steigern oder kürzere Wellen hervorbringen.

**621.396.822:523.72.029.62:523.75**

Bestell-Nr. 1136

WILLIAMS, S. E.: Solar radio-frequency noise fluctuations and chromospheric flares. *Nature, Lond.* 160 (1947) Nr. 4073, S. 708/709. Beobachtungen mit 75 MHz. Periodizität von 30 Minuten.

**621.396.823**

Bestell-Nr. 6028

PRESSEY, B. G., u. ASHWELL, G. E.: Radiation from car ignition systems. *Wireless Engr.* 26 (Jan. 1949) Nr. 304, S. 31/36, 7 Abbildungen.

Die von der Zündanlage eines serienmäßigen 6-Zylinder-Kraftwagens ausgehende Störstrahlung nimmt in dem Frequenzbereich von 40 MHz bis auf 650 MHz ansteigend um rund 15 db zu. In einer Entfernung von 10 m von der Motorhaube beträgt das mit einer Bandbreite von 2,5 MHz gemessene Störfeld in diesem Frequenzbereich durchschnittlich 10 mV/m für die horizontale und die vertikale Komponente. Durch Einschaltung von Widerständen in die Zündkabel kann das Störfeld um etwa 20 db herabgedrückt werden.

**621.396.828:621.396.61**

ANDREW, V. J.: Eliminating spurious radiations from BC transmitters. *Tele-Techn.* 7 (1948) Nr. 2, S. 22/26, 59.

Beseitigung unerwünschter Strahlungen. Einbau von Filtern.

## Sender

**621.396.61**

Bestell-Nr. 5017

ZIMMERMANN, F.: Normalfrequenzgeneratoren (I). *FUNK-TECHNIK* 4 (1949) H. 1, S. 8/10, 10 Abbildungen.

Betrachtung über verschiedene Schaltungsmöglichkeiten von Frequenzgeneratoren, besonders unter Berücksichtigung über die Verwendung eines Quarzkristalles als frequenzbestimmendes Element.

**621.396.611.21**

McMURDO-SILVER: Putting crystal control to work. *Radio News* 39 (1948) Nr. 2, S. 60/61, 157/159, 4 Abbildungen.

Einführung der Kristalle für die Erzeugung hoher Frequenzen. Kristalle für 1 m bis 2 m werden in der ersten Oberschwingung erregt. Neue Forschungen führten zu Schwingungen bis 14 MHz. Beschreibung eines Senders.

**621.396.611.4**

Bestell-Nr. 1158

NEWBERY, G. R., u. WILLSHAW, W. E.: A method of feeding microwave power into a resonator having a fine mode structure. *Nature, Lond.* 161 (1948) Nr. 4092, S. 519/520.

**621.396.615**

VARLEY, W. E. C.: BBC variable frequency drive equipment for transmitters. *BBC Quart.* 2 (Jan. 1948) Nr. 4, S. 244/258, 8 Abbildungen.

Kristallstabilisatoren lassen kleine Änderungen nur bedingt zu. BBC schuf 1941 die Anlage zu Rampisham, 1943 den Typ Nr. 4. Diese Durchbildung erlaubt Regelungen zwischen 140 kHz und 22,4 MHz. Man zählte 13 000 Regelungen in 12 Monaten am Kurzwellensender zu Wooferton mit  $\pm 3$  mal  $10^{-6}$  Genauigkeit und nur 0,35 % Überschreitungen der Toleranzgrenze.

**621.396.615.12:621.396.645**

Bestell-Nr. 2044

DEUTSCH, K. H.: Neue Einrichtungen für den HF-Drahtfunk. *Fernmeldetechn. Z.* 2 (1949) Nr. 1, S. 15/20, 4 Abbildungen.

Die Notwendigkeit für den bisher benutzten Breitbandverstärker Steuer- und Endstufe getrennt aufzubauen, entfällt bei dem neu geschaffenen Breitbandverstärker, der durch Umschaltung der Gegenkopplung für beide Zwecke verwendbar ist. Für die Neuplanung wurde für größere Drahtfunkleistungen das Prinzip der Kanalverstärker wiederaufgenommen, die in Gestellform mit Einschüben für vier Sendefolgen vorgesehen sind. Die besonders wichtige Überwachung wird als Fernüberwachung mittels eines für jede Frequenz fest abgestimmten Gleichrichters durchgeführt. Für die Verteilung der Drahtfunkenergie hat sich die als KV-Knotung bezeichnete Regelung als zweckmäßig erwiesen.

**621.396.615.14:621.385.17**

Bestell-Nr. 1137

MILLMAN, S., u. NORDSIECK, A. T. The rising sun magnetron. *J. appl. Phys.* 19 (1948) Nr. 2, S. 156/165, 6 Abbildungen.

**621.396.615.14:621.385.17**

Bestell-Nr. 1138

KROLL, N. M., u. LAMB, W. E.: The resonant modes of the rising sun and other unstrapped magnetron anode blocks. *J. appl. Phys.* 19 (1948) Nr. 2, S. 166/186, 16 Abbildungen.

## Modulation

**621.396.619**

●GÜTTINGER, PAUL: Frequenzmodulation. Zürich: Leemann 1947. 99 Abbildungen, 25 sfr.

**621.396.619:621.392.1**

Bestell-Nr. 2043

RINDFLEISCH, H.: Überblick über den Entwicklungsstand der Impuls-Code-Modulation. *Fernmeldetechn. Z.* 2 (1949) Nr. 1, S. 25/26.

**621.396.619**

●WEBER, G.: Über Frequenzmodulatoren für Ultrahochfrequenz. (*Hochfrequenz* 5). Zürich: Leemann 1946. 35 Abbildungen, 9 sfr.

**621.396.619.15**

HATFIELD, L. E.: Frequency-shift radio transmission. *Proc. Inst. Radio Engrs.* 36 (1948) Nr. 1, S. 116/120, 12 Abbildungen.

**621.396.619.15**

DAVEY, J. R., u. MATTE, A. L.: Frequency shift telegraphy — radio and wire applications. *Bell Syst. tech. Publ. Monogr. B—1490.* 15 S.

**621.396.619**

DIVOIRE, E.: La propagation des ondes utilisées par la radiodiffusion à modulation de fréquence. *Bull. Inf. Doc. O. I. R.* 2 (Febr. 1948) Nr. 14, S. 94/99, 3 Abbildungen.

**621.396.619 (74)**

GANTELME, J.: La radiodiffusion à modulation de fréquence, son développement aux Etats-Unis, ses problèmes. *Bull. Doc. Inf. O. I. R.* 2 (Febr. 1948) Nr. 14, S. 67/71.

Geschichte der FM in USA. Relaisendungen. Störungen. Unkostenbeiträge. Stellung der Radiohersteller. Sonderheiten des Programms.

## Empfänger

**621.397.62:621.396.662.3**

Bestell-Nr. 6020

KEEN, A. W.: Frame synchronising signal separators. *Electronic Engng.* 21 (Jan. 1949) Nr. 251, S. 3/9, 10 Abbildungen.

Die Gleichlaufschwierigkeiten des Zeilen-sprungverfahrens werden erörtert und Schaltungen zum Aussieben der Synchronimpulse beschrieben.

**621.396.621**

The fremodyne FM detector. *Radio news* 39 (1948) Nr. 2, S. 48, 156, 3 Abbildungen.

Gerät, um ein AM-Gerät für FM-Empfang zu benutzen (Verwendung von Trioden).

**621.396.62.018.1:621.396.619.072.7**

Bestell-Nr. 6022

NEWALL, F. G., u. SPENCER, J. G.: A phase discriminator for frequency-modulation reception. *Electronic Engng.* 21 (Jan. 1949) Nr. 251, S. 25/26, 2 Abbildungen.

In einem auf die mittlere Trägerfrequenz abgestimmten Resonanzkreis wird der Signalspannung eine dem Frequenzhub proportionale Phasendrehung aufgedrückt. Durch multiplikative Mischung dieser Spannung mit der ursprünglichen Signalspannung in einer Mehrgitterröhre entsteht in dem Anodenstrom eine der Phasendrehung, und damit dem Frequenzhub, proportionale niederfrequente Komponente.

## Antennen

**621.396.67**

MAILLARD, J.: Note sur la théorie de la réciprocité de Carson. *Onde electr.* 28 (1948) Nr. 251, S. 77/81, 4 Abbildungen.

Besprechung einer von Carson aufgestellten Beziehung, welche die Werte einer Sendeanenne als auch einer Empfangsantenne herleiten lassen. Anwendungen und Folgerungen.

**621.396.67**

Bestell-Nr. 1140

KRAUS, J. D., u. WILLIAMSON, J. C.: Characteristics of helical antennas radiating in the axial mode. *J. appl. Phys.* 29 (Jan. 1948) Nr. 1, S. 87/96, 20 Abbildungen.

**621.396.671**

PISTOLKORS, A. A.: Theory of the circular diffraction antenna. *Proc. Inst. Radio Engrs.* 36 (Jan. 1948) Nr. 1, S. 56/60, 7 Abbildungen, 1 Tabelle.

Mathematische Studie.

**621.396.677**

KOCK, W. E.: Metallic delay lenses. *Bell Syst. techn. J.* 27 (1948) Nr. 1 S. 58/82.

**621.396.677:621.317.336**

Bestell-Nr. 1141

GLASSER, OTTO J., u. KRAUS, JOHN D.: Measured impedance of helical beam antennas. *J. appl. Phys.* 19 (1948) Nr. 2, S. 193/197, 6 Abbildungen.

## Anwendungen der Funktechnik

### 621.396.933

PAYNE-SCOTT, R.: The visibility of small echoes on radar PPI displays. *Proc. Inst. Radio Engrs.* 36 (1948) Nr. 2, S. 180/196, 12 Abbildungen.

Bedingungen für den Eingang eines sehr schwachen Echos. Berechnung der Stärke. Unter günstigsten Bedingungen können noch Zeichen aufgenommen werden, die 15 db unter dem Störpegel liegen. Gebrauch eines quadratisch wirkenden Detektors vergrößert die Leistungen.

### 621.396.933

Les systèmes de radioguidage. *Rev. Transmissions Juni 1948* Nr. 23, S. 34/40, 8 Abbildungen.

Geschichtliche Entwicklung. Versuche zu Wright Field. Flugzeugsteuerung. Gesteuerte Bomben. Empfänger RCW 7 der „Razon“-Bombe. Fernsteuerung durch Impulse.

### 621.396.97:621.315.2

Bestell-Nr. 5018

BLEEK, W.: Der Weg einer Rundfunk-sendung. *FUNK-TECHNIK* 4 (1949) H. 4, S. 97/99, 8 Abbildungen.

Beschreibung des Leistungsweges, den eine Sendung nach der Aufnahme im Funkhaus (Sendestelle) zum Sender niederfrequent nimmt, welche Bestimmungen dabei erfüllt werden müssen. Rundfunkverstärkerämter und Überwachung der Rundfunksendungen.

### 621.396.97:534

Bestell-Nr. 5024

BLEEK, W.: Der Weg einer Rundfunk-sendung. *FUNK-TECHNIK* 4 (1949), H. 5, S. 132/134, 4 Abbildungen.

Auch innerhalb eines Funkhauses, ehe die Sendung zum Sender gelangt, sind verschiedene Wege niederfrequent zu überwinden, die technisch besonders aufgebaut, sich an die jeweiligen Möglichkeiten anpassen, jedoch keinesfalls die Originaldarbietung verfälschen dürfen.

### 621.396.97

GANTELME, J.: Le sondage de l'écoute radiophonique. *Bull. Doc. Inf. (O. I. R.)* 1948 Nr. 15, S. 122/127.

Erforschung des Geschmacks der Hörer durch Befragung, durch Schriftwechsel, telefonische Befragung usw. Kontrollmethoden der Sendungen nach Nielsen, Sindlinger usw.

Aufnahme der Sendungen durch Kontroll-apparate, die jeweils in Abständen von 1 Minute den Ort und die Güte der Sendung mitteilen.

### 621.396.677

Bestell-Nr. 1142

SMITH, P. D. P.: The conical dipole of wide angle. *J. appl. Phys.* 19 (Jan. 1948) Nr. 1, S. 11/23, 7 Abbildungen.

Mathematische Darlegungen. Das Dipol-Problem. Lösung Maxwell'scher Gleichungen. Legendres Funktion.

### 621.396.933

Bestell-Nr. 1143

Les problèmes de la radio-navigation aérienne en temps de guerre. *Rev. gén. Electr.* 57 (1948), S. 131.

### 621.396.933

Bestell-Nr. 1144

Les problèmes de radioguidage appliqués à l'aviation civile. *Rev. gén. Electr.* 57 (April 1948), S. 130/131.

### 621.396.96:523.53

Bestell-Nr. 1163

ELLYETT, C. D., u. DOVIES, J. G.: Velocity of meteors measured by diffraction of radio waves from trails during formation. *Nature, Lond.* 161 (1948) Nr. 4094, S. 596/597.

### 621.396.97 (434)

CONUS, G.: Historique, organisation actuelle et projets d'avenir de la radiodiffusion suisse. *Bull. U. I. R. Febr. 1948* Nr. 265, S. 109/118.

### 621.396.97 (42)

Organisation de la radiodiffusion britannique. *Bull. U. I. R. Juli 1948* Nr. 270, S. 467/480.

Geschichte des britischen Rundfunks. Statistik. Aufbauschema der BBC. Zukunftsprojekte.

## Fernsehen, Bildübertragung

### 621.397.5 (4)

Bestell-Nr. 5023

TETZNER, K.: Fernsehen 1949. *FUNK-TECHNIK* 4 (1949) H. 5, S. 130/131, 1 Abbildung.

Technische und wirtschaftliche Voraussetzungen des Fernsehens in Europa.

### 621.397.5

Bestell-Nr. 5019

SCHULZ, W. R.: Fernsehen. *FUNK-TECHNIK* 4 (1949) H. 4, S. 100/102, 3 Abbildungen.

Eine Übersicht über den Stand der Fernseh-technik und die Zukunftsaussichten des Fernsehens.



**621.397.331.2**

L'Eriscop. Radio franç. *Des.* 1947, S. 24.  
Fläche 9 mal 12 mm wird 6 bis 8 mal durch  
Elektronenoptik vergrößert. Arbeitet mit  
800 Zeilen.

**621.397.5**

MADDEN, D.: Television: problems and  
possibilities. *BBC Quart.* 2 (Jan. 1948) Nr. 4,  
S. 225/228.

Wünsche des Publikums und deren Verwirk-  
lichung. Bericht des Programmleiters.

**621.397.61 (73):534**

CHAMAGNE, E.: Sur la transmission du son  
en télévision aux Etats-Unis. *Bull. Doc. Inf.*  
O. I. R. 2 (1948) Nr. 13, S. 35/37.

Verschiedene Wege für die Übermittlung des  
Tones in Fernsehsendungen.

**621.397.61/62**

Bestell-Nr. 5015

RINIA, H., KLEIS, D., u. TOL, M.: Eine  
experimentelle Sende- und Empfangsanlage  
für schnelle Faksimile-Übertragung. *Philips*  
*techn. Rdsch.* 10 (1949) Nr. 8, S. 226/231,  
3 Abbildungen.

Beschreibung einer in Eindhoven entwickel-  
ten Faksimile-Übertragung, die Zeichnungen,  
Fotos oder Texte über Kabel oder drahtlos  
überträgt. Eine Seite DIN A 4 wird in 8 sec  
übertragen. Die zu übertragenden Seiten  
werden im Sender auf ein anderes Band ge-  
legt und dann durch ein schnell rotierendes  
optisches System abgetastet. Das Auflösungs-  
vermögen beträgt 5 Linien je mm. Das vom  
Empfänger aufgenommene Bild wird auf  
einem Filmstreifen aufgenommen, laufend  
entwickelt und fixiert und dann unmittelbar  
auf Lichtpaspapier entweder im aufgenom-  
menen Format oder vergrößert vervielfältigt

**621.397.62**

Bestell-Nr. 1147

Quelques nouveautés en télévision. *Techn.*  
*mod.* 40 (Juni 1948), Nr. 11/12, Seite 189/193,  
18 Abbildungen.

Aufnahme einzelheiten. Tonfragen. Iconoscop.  
Orthicon. Kinetoskope. Farbfernsehen.

**621.397.62**

WAYE, W. W.: Television installation. *Radio*  
*News* 39 (Januar 1948) Nr. 1, Seite 57/59,  
135/136, 6 Abbildungen.

Störgeräuschbeseitigung. Störungen des Bil-  
des durch Motorstörungen u. dgl. Antennen-  
güte. Abschirmung der Zuleitungen.

**621.397.743**

WENTZ, J. F., u. SMITH, K. D.: A new  
microwave television system. *Bell Syst. techn.*  
*Publ. Monogr. B-1461*, 6 S.; *Trans. Amer.*  
*Inst. electr. Engrs.* 66 (1947) S. 465/470.

FM-System für die Relaisübertragung von  
Fernsehsendungen. Frequenzen zwischen 3900  
und 4400 MHz. Getrennte Antennen für Sender  
und Empfänger. Siebketten für den Kanal-  
verkehr. Modulation über 5 MHz.

## Feinmechanik, Fertigungstechnik

**681:621.396.97**

Possibilités mondiales de fabrication des  
émetteurs et des récepteurs de radiodiffusion.  
*Bull. U. I. R. Febr.* 1948 Nr. 265, S. 95/98.

Bericht der UNESCO.

## Verschiedenes

**621.775.7:05**

Bestell-Nr. 1148

Abstracts on powder metallurgy. *Nature*,  
*Lond.* 160 (1947) Nr. 4073, S. 705.

Hinweis auf die neue Zeitschrift: „Metal  
Powder Report“. Zu beziehen durch Powder  
Metallurgy Ltd., Commonwealth House,  
1—19 New Oxford St., London W. C. 1. Jahres-  
bezugspreis 3.7.6.

**621.398.2**

Bestell-Nr. 1149

Les apports de l'électricité à la technique des  
servomécanismes. *Rev. gén. Electr.* 57 (Mai  
1948) S. 177/178.

**621.791**

●WELLINGER, R.: La soudure stéa-  
tite-métal et son application à la construction  
de tubes électroniques. (*Hochfrequenz* 6).  
8 Abbildungen. Zürich: Leemann 1946. 7 sfr.

**66.017:537.21**

Bestell-Nr. 5010

ALPERS, E. u. GAST, T.: Dielektrische  
Untersuchungen an Kunststoffen mit Hilfe  
von Kraftwirkungen. *Kunststoffe* 38 (1948)  
Nr. 11, S. 230/232, 8 Abbildungen.

Bestimmung der Dielektrizitätskonstante und  
des dielektrischen Verlustfaktors ohne Wech-  
sel der Apparaturen an sehr kleinen Proben in  
einem weiten Frequenzbereich mit variabler  
Temperatur. Gute Meßergebnisse werden mit-  
geteilt. Auszug aus einer Dissertation.

Um dem derzeitigen Mangel an ausländischen Zeitschriften zu begegnen, können von den mit Bestell-Nr. versehenen Referaten in beschränktem Umfang Fotokopien zum Preise von 1,- DM je Seite und Porto zur Verfügung gestellt werden

### Physik

533.5:621.521

Bestell-Nr. 1287

SULLIVAN, H. M.: Vacuum pumping equipment and systems. *Rev. sci. Instrum.* 19 (1948) Nr. 1, S. 1/15.

Durchbildung verschiedener Systeme. Theoretische Darlegungen über den Ablauf der Vorgänge.

535.37

Bestell-Nr. 1295

GARLICK, G. F. J., u. GIBSON, A. F.: Luminescence efficiency changes in zinc sulphide phosphors below room temperature. *Nature, Lond.* 161 (1948) Nr. 4088, S. 359, 2 Abbildungen.

537.212.08:621.396.67

Bestell-Nr. 6049

SANDEMAN, E. K.: Spiral-phase fields. *Wireless Engr.* 26 (März 1949) Nr. 306, S. 96/105, 5 Abbildungen.

Werden an den vier Ecken eines Quadrates, dessen Seitenlänge kleiner als  $\lambda/4$  ist, senkrechte Antennen aufgestellt und mit einer gegenseitigen zyklischen Phasenverschiebung von  $90^\circ$  erregt, so entsteht in der waagerechten Ebene ein spiralförmiges Feld. Die Verbindungslinien gleicher Phasenwinkel bilden archimedische Spiralen mit dem Antennenviereck als Mittelpunkt; die Steigung der Spiralen, die mit der Trägerfrequenz um die Antennen rotieren, ist gleich der Wellenlänge der Trägerfrequenz. Wird von einer weiteren Antenne im Mittelpunkt des Quadrates gleichzeitig mit derselben Trägerfrequenz ein kreisförmiges Feld mit konzentrischen Phasenlinien erzeugt, so ist eine Ortsbestimmung innerhalb der Felder durch Vergleich der beiden Phasenwinkel möglich. Der Phasenwinkel des kreisförmigen Feldes ist nur von der Entfernung von der Antenne, der des spiralförmigen Feldes aber von Entfernung und Azimut abhängig. Die beiden Felder

gleicher Frequenz werden durch eine Modulation des kreisförmigen Feldes voneinander unterschieden.

537.311.33:621.39

Bestell-Nr. 6030

HAUSSER, K.: Seignette-Elektrizität. *Z. angew. Phys.* 1 (1948) Nr. 6, S. 289/294, 12 Abbildungen.

Bericht mit einer Zusammenfassung der bis 1935 gewonnenen Kenntnisse über die Grunderscheinungen, einer Zusammenstellung der experimentellen Ergebnisse neuerer Arbeiten und einem Überblick über die bis jetzt vorhandenen Ansätze zu einer Theorie der Seignette-Elektrizität.

### Akustik

534.061.6 (45)

Bestell-Nr. 1235

BOLT, R. H., u. GIACOMINI, A.: Report on the National Electroacoustics Institute „O. M. Corbino“ (I. N. E. A. C.), Rome, Italy. *J. acoust. Soc. Amer.* 20 (1948) Nr. 3, S. 328/343.

Jahresbericht und Inhaltsangaben von 78 Instituts-Arbeiten.

534.061.6 (493)

Bestell-Nr. 1234

RICHARDSON, E. G.: Musical acoustics conference at Liège. *J. acoust. Soc. Amer.* 20 (1948) Nr. 3, S. 344/345.

534

Bestell-Nr. 1166

RICHTER, G.: Über den Energiestrom im Schallfeld flüssiger Medien. *Z. Phys.* 125 (1948) Nr. 1/3, S. 98/107, 4 Abbildungen.

Der mit einer Schallwelle verbundene Energietransport durch das Schallmedium wird im Bilde einer Energieströmung auf zwei verschiedene Arten beschrieben.

534.141.2:681.816

Bestell-Nr. 1236

GHOSH, R. N.: Elastic impact of pianoforte hammer. *J. acoust. Soc. Amer.* 20 (1948) Nr. 3, S. 324/328, 3 Abbildungen.

Elastische Durchbildung der Klaviertasten, Einfluß auf die Tongüte.

**534.21** Bestell-Nr. 1249

FAY, R. D., u. WHITE, I. E.: Acoustic impedance from motional impedance diagrams. *J. acoust. Soc. Amer.* 20 (1948) Nr. 2, S. 98/107, 5 Abbildungen.

Luftsäule als Kopplungselement.

**534.217** Bestell-Nr. 1246

LOYE, D. P., u. ARNDT, W. F.: A sheet of air bubbles as an acoustic screen for underwater noise. *J. acoust. Soc. Amer.* 20 (1948) Nr. 2, S. 143/145, 1 Abbildung.

Geräuschminderung von Unterseebooten.

**534.232.538.652:534.87** Bestell-Nr. 1240

CAMP, L.: The magnetostrictive radial vibrator. *J. acoust. Soc. Amer.* 20 (1948) Nr. 3, S. 289/293, 7 Abbildungen.

Unterwasserschallsender.

**534.321.2** Bestell-Nr. 1245

POLLACK, I.: The atonal interval. *J. acoust. Soc. Amer.* 20 (1948) Nr. 2, S. 146/149, 3 Abbildungen.

Schwellwerte des Hörens und der Klangfarbe.

**534.321.9** Bestell-Nr. 1264

HUBBARD, J. C., FITZPATRICK, J. A., KANKOVSKY, B. T., u. THALER, W. J.: Distortion of progressive ultrasonic waves. *Phys. Rev.* 74 (Juli 1948) Nr. 1, S. 107/108, 2 Abbildungen.

Aufnahme von mm-Wellen mit Hilfe von fotografischen Schnellstafnahmen bei Luft, Wasser, Glycerin und  $\text{CCl}_4$ .

**534.373.2:620.1:534.833.4** Bestell-Nr. 1241

SABINE, P. E., u. RAMER, L. G.: Absorption-frequency characteristics of plywood panels. *J. acoust. Soc. Amer.* 20 (1948) Nr. 3, S. 267/270, 6 Abbildungen.

Werkstoff „Randallite“ bei 128 bis 512 Hz.

**534.4** Bestell-Nr. 1250

MARKHAM, J. J.: The analysis of acoustic signals by means of the self-consistent spectrum. *J. acoust. Soc. Amer.* 20 (1948) Nr. 2, S. 95/98, 2 Abbildungen.

Verwendung von Filtern.

**534.862:621.396.97**

PULLING, M. J. L.: Sound recording as applied to broadcasting. *BBC Quart.* 3 (1948) Nr. 2, S. 108/121, 8 Abbildungen.

Bedingungen an Tonaufnahmegeräten für den Rundfunk. Mechanische und elektrische Aufzeichnung. Schwache Punkte beider Verfahren. Keines der beiden Systeme befriedigt die Forderungen des Rundfunks vollkommen.

**534.75** Bestell-Nr. 1244

BEKESY, G. v.: On the elasticity of the cochlear partition. *J. acoust. Soc. Amer.* 20 (1948) Nr. 3, S. 227/247, 16 Abbildungen.

Elastizität der Ohrschnecke.

**534.756** Bestell-Nr. 1248

KOBRAK, H. G.: Construction material of the sound conduction of the human ear. *J. acoust. Soc. Amer.* 20 (1948) Nr. 2, S. 125/130, 6 Abbildungen.

Untersuchung der Eigenschaften von Collagen-Fiber und elastischem Fiber als Ersatz für Teile des menschlichen Ohres.

**534.773** Bestell-Nr. 1247

CORLISS, E. L. R., u. COOK, G. S.: A cavity pressure method for measuring the gain of hearing aids. *J. acoust. Soc. Amer.* 20 (1948) Nr. 2, S. 131/136, 6 Abbildungen.

Meßanordnung zur Prüfung von Schwerhörigengeräten.

**534.773:621.395.92** Bestell-Nr. 1243

HUDGINS, C. V.: The comparative performance of an experimental hearing aid and two commercial instruments. *J. acoust. Soc. Amer.* 20 (1948) Nr. 3, S. 241/258, 15 Abbildungen.

Vervollkommnung von Schwerhörigengerät.

**534.781:534.374** Bestell-Nr. 1242

POLLACK, I.: Effects of high pass and low pass filtering on the intelligibility of speech in noise. *J. acoust. Soc. Amer.* 20 (1948) Nr. 3, S. 259/266, 8 Abbildungen.

Beschnittene Sprache bei Störgeräuschen.

**534.87:621.395.61/62** Bestell-Nr. 1239

BUNDY, F. P.: Characteristics of stepped-frequency transducer elements. *J. acoust. Soc. Amer.* 20 (1948) Nr. 3, S. 297/304.

Unterwasserschallsendungen.

## Chemie

**549.514.51:537.228.1** Bestell-Nr. 1215

SAKSENA, B. D.: Calculation of the piezo-electric constants of  $\alpha$ - and  $\beta$ -quartz. *Nature, Lond.* 161 (1948) Nr. 4086, S. 283/284.

Vergleich der errechneten Werte mit den Meßergebnissen.

## Werkstoffe, Metallurgie

**620.1:546.821 -** Bestell-Nr. 5034

HAKEN, v. W.: Titan — ein neuer Werkstoff. *Chemie-Ingenieur-Techn.* 21 (1949) H. 1/2, S. 37/38.

Verwendung von Titan als Legierungsmetall. Es wird darauf hingewiesen, daß eine neue Familie von Werkstoffen von großer Vielseitigkeit durch das Titan im Entstehen ist. Das Herstellungsverfahren hat man unter Kontrolle. Vor allem befaßt sich E. J. du Pont de Nemours u. Co., Wilmington, USA, mit der Gewinnung von metallischem Titan.

## Elektrotechnik, Elektromedizin

**621.3.011.5.029.64:** Bestell-Nr. 1221  
**631.437 + 546.212**

Electrical properties of soil and water at centimetre wavelengths. *Nature, Lond.* 161 (1948) Nr. 4080, S. 73.

Vergleich der Ergebnisse in England und Amerika. Abweichungen bei trockenem Boden, Annäherung bei feuchtem Erdreich.

**621.313:621.396.6** Bestell-Nr. 1194

ROGERS, D. H.: A regulated power supply. *Radio News* 39 (1948) Nr. 5 S. 68, 195, 2 Abbildungen.

USA-Patent 2409151.

**621.314.57:621.317.761:** Bestell-Nr. 1299  
**621.385.38**

LEGROS, R.: Étude de la décharge d'un condensateur à travers un thyatron. Application à l'étude du fonctionnement d'un fréquencemètre à tubes électroniques à lecture directe. *Rev. gén. Electr.* 57 (1948), S. 193/200, 10 Abbildungen.

**621.314.57:621.385.18** Bestell-Nr. 1192

Développements récents de la technique des thyatrons. *Rev. gén. Electr.* 57 (1948) S. 178.

**621.315.33:621.315.614.6**

SCHUGAL, L. J.: Verfahren zum Schutz von Papier-Bakelit-Zuleitungen vor Feuchtigkeit. *Westnik Elektroprom.* 19 (1948), Nr. 1.

Beschreibung von Lacken, die zum Schutz gegen die Feuchtigkeit auf Papier-Bakelit-Leitungen verwendet werden. Es bewährten sich Bakelit S fast ebenso gut wie Styrol. Weniger wirksam sind Öl- oder Asphaltlacke sowie Benzylcellulose. Azetylcellulose ist

völlig unwirksam. Besonders gute Erfahrungen erzielte man mit vierfachem Überzug von pigmentiertem Bakelitlack (Bakelitemail).

**621.315.61.011.5:** Bestell-Nr. 1211  
**546.431.82:537.228.1**

MATTHIAS, B. T.: Dielectric constant and piezo-electric resonance of barium titanate crystals. *Nature, Lond.* 161 (1948) Nr. 4087, S. 325/326.

## Meßtechnik, Meßgeräte

**621.317.31.022** Bestell-Nr. 1223

SERVANT, R.: Méthode nouvelle de mesure des courants continus de plusieurs milliers d'ampères. *J. Phys. Radium* (8) 9 (1948) Nr. 12, S. 305/310.

Gerät zur Messung von Strömen von 1000 bis 10000 Ampère.

**621.317.335.029.6** Bestell-Nr. 1278

STRAITON, A. W., u. TOLBERT, C. W.: Measurement of the dielectric properties of soils and water at 3,2 cm wave length. *J. Franklin Inst.* 24 (1948) Nr. 1, S. 13/20, 3 Abbildungen, 1 Tabelle.

Prüfung eines Weges mit und eines Weges ohne Prüfmaterial. Anwendung auf Wellenausbreitung durch Boden und Ozeane.

**621.317.35** Bestell-Nr. 1177

ROGERS, W. E.: A new method in the analysis of complex electric waves. *Rev. sci. Instrum.* 19 (1948) Nr. 5, S. 332/335.

Potentiometermethode für direktes Messen der Phase und Amplitude von harmonischen Komponenten komplexer Wellen.

**621.317.351** Bestell-Nr. 5035

LINNEWEG, F.: Ein vollelektrischer Polarograph. *Chemie-Ingenieur-Techn.* 21 (1949) H. 5/6, S. 100/102, 9 Abbildungen.

In Tintenschrift aufgezeichnete Kurven können sehr einfach ausgewertet werden. Daher wurde während des Krieges für den Betrieb normaler Tintenschreiber ein vollelektrisch arbeitendes Zusatzgerät entwickelt, in dem alle erforderlichen Schaltelemente enthalten sind. Die in dem oben zitierten Beitrag beschriebene Einrichtung wird unter Verwendung einiger Kurven erläutert.

**621.317.36.029.4** Bestell-Nr. 1255

FLOORMAN, E. F.: An electronic phasemeter. *Proc. Inst. Radio Engrs.* 37 (1949) Nr. 2, S. 207/210, 5 Abbildungen.



Der Phasenmesser arbeitet bei 1 bis 30 Volt über einen Bereich von 100 bis 5000 Hz mit einer Genauigkeit von 0,5°. Die eingehenden sinusförmigen Kurven werden in Kaskaden-Verstärkern und Begrenzern in Rechteckzeichen umgewandelt und dann zwei Anzeigevorrichtungen zugeleitet.

**621.317.729:629.135** Bestell-Nr. 1178

WÄDDEL, R. C.: An electric field meter for use on airplanes. *Rev. sci. Instrum.* 19 (1948) Nr. 1, S. 31/35, 5 Abbildungen.

Gerät zum Messen elektrischer Felder vom Flugzeug aus.

**621.317.74.029.6:621.396.813:621.396.2**

RING, H. D.: The measurement of delay distortion in microwave repeaters. *Bell Syst. techn. J.* 27 (1948) S. 247/264.

Geräte für Messung von Wellenverzögerungen bis zu  $10^{-9}$  s in den UKW-Verstärkern der Fernsehverbindungen.

**621.317.761.029.4/54** Bestell-Nr. 1174

REICH, H. J., u. UNGVARY, R. L.: A direct-reading frequency meter for the audio and supersonic ranges. *Rev. sci. Instrum.* 19 (1948) Nr. 1, S. 43/46.

Bereich von 20 Hz bis 200 kHz.

**621.317.79:551.510.535.08:621.396.91.08**

SULZER, P. G.: High-power ionosphere-measuring equipment. *Proc. Inst. Radio Engrs.* 36 (1948) Nr. 3, S. 389/394, 11 Abbildungen.

Sender mit 100 kW für 1 bis 8 MHz und 50 kW bei 16 MHz. Impulsdauer von 20 bis 200  $\mu$  s. Umformer für Spannungen bis 14 kV. Empfänger: Hammarlund Super-pro, für 0,54 bis 20 MHz, empfängt Impulse von 100  $\mu$  s mit geringer Verzerrung. Verwendung der Anlage für Ionosphärenmessung.

## Siebketten, Filter

**621.318.7:621.396.662.3.029.64**

LEWIS, W. D., u. TILLOTSON, L. C.: A non-reflecting branching filter for microwaves. *Bell Syst. techn. J.* 27 (1948) Nr. 1, S. 83/95, 11 Abbildungen.

## Fotozellen, Fotoelektronik und Glühlampen

**621.383**

Bestell-Nr. 1213

MOSS, T. S., u. CHASMAR, R. P.: Spectral response of lead selenide. *Nature, Lond.* 161 (1948) Nr. 4085, S. 244.

**621.383**

Bestell-Nr. 1212

SIMPSON, O., SUTHERLAND, G. B. B. M., u. BLACKWELL, D. E.: Lead telluride cells for infra-red spectroscopy. *Nature, Lond.* 161 (1948) Nr. 4086, S. 281.

Steigerung der Leistung mit stark fallenden Temperaturen.

**621.383.2:621.317.082.72**

TECHETSCHIK, N. O.: Fotomultiplier. *Sa-wodskaja Laboratorija* 13 (1947) S. 440/54 (Inst. für Automatik und Telemechanik der Akademie der Wissenschaften der UdSSR).

Zusammenfassende Darstellung über Fotoelemente mit vielstufigen Verstärkern.

## Röhrentechnik, Elektronenoptik

**621.385.032.216**

Bestell-Nr. 6043

DANFORTH, W. E., u. GOLDWATER, D. L.: Resistance of oxide cathode coatings for high values of pulsed emission. *J. appl. Phys.* 20 (Februar 1949) Nr. 2, S. 163/172, 12 Abbildungen.

Überschreitet bei impulsförmiger Emission der Impulsstrom eine gewisse Größe, so tritt Funkenbildung zwischen Katode und Anode ein, für die der endliche Querschnitt der Oxydschicht verantwortlich sein dürfte. Durch in die Oxydschicht eingebettete Sonden können der Widerstand und die Feldstärke in der Schicht während der impulsförmigen Emission von 1  $\mu$  s Dauer bestimmt werden. Bei Schichtwiderständen von 2 bis 230 Ohm/cm<sup>2</sup> ergeben sich Feldstärken, die bei dem Einsatz der Funkenbildung größenordnungsmäßig mit der Durchbruchfeldstärke in Isolatoren übereinstimmen; je größer der Schichtwiderstand ist, um so geringer ist meistens der Impulsstrom, bei dem die Funkenbildung einsetzt. Als Ursache für die Funkenbildung wird daher ein momentaner dielektrischer Zusammenbruch der Oxydschicht vermutet.

**621.385.032.216**

Bestell-Nr. 6045

MAHLMANN, G. W.: Work functions and conductivity of oxide-coated cathodes. *J. appl. Phys.* 20 (Februar 1949) Nr. 2, S. 197/202, 7 Abbildungen.

Aus den thermischen und fotoelektrischen Emissionsströmen von Oxydkatoden im beschleunigenden und im Gegenfeld und aus der Temperaturabhängigkeit der Leitfähigkeit der Oxydschicht ergeben sich Unterschiede zwischen der thermischen und der

fotoelektrischen Austrittsarbeit, die aber nicht mit der Halbleiter-Theorie in Einklang stehen. Das Verhalten der Emissionsströme und der Austrittsarbeiten kann erklärt werden, wenn man sich die Fläche der Katode schachbrettartig aus quadratischen Gebieten mit einer Seitenlänge von etwa  $3 \cdot 10^{-4}$  cm zusammengesetzt denkt und eine Schwankung der Austrittsarbeit von Gebiet zu Gebiet um 0,2 Volt annimmt.

**621.385** Bestell-Nr. 1252  
PULLEN, K. A.: The use of „G“ curves in the analysis of electron-tube circuits. *Proc. Inst. Radio Engrs.* 37 (1949) Nr. 2, S. 220.

**621.385** Bestell-Nr. 1277  
ORGAN, T. J., u. PEARSONS, S. L.: A method of spectrographic analysis of impurities in materials for oxide coating of thermionic cathodes. *J. opt. Soc. Amer.* 38 (1948) Nr. 2, S. 191/195, 1 Abbildung, 2 Tabellen.

Dauer einer Prüfung: 18 Sekunden. Untersuchungen auf Fe, Cu, Pb, Mg, Mn und Al.

**621.385.032.46:533.59** Bestell-Nr. 6048

JAMES, E. G., u. HUMPHREYS, B. L.: Resistive films in valves. *Wireless Engr.* 26 (März 1949) Nr. 306, S. 93/95, 2 Abbildungen.

Bei der Getterung oder durch Verdampfung von Katodenmaterial können äußerst dünne Metallschichten auf den Elektrodenhalterungen entstehen, die die Leitfähigkeit und die Kapazität zwischen den Röhrenelektroden erhöhen. Die durch die Schichten verursachten Leitfähigkeiten und Kapazitätserhöhungen haben für niedrige Frequenzen die größten Werte und nehmen bei hohen Frequenzen umgekehrt proportional mit der Frequenz ab.

**621.385.032.216:537.533** Bestell-Nr. 1272

HODGE, W. F.: A method of studying the thermionic emission of oxide-coated cathodes in gaseous conduction devices. *Phys. Rev.* 73 (1948) Nr. 1, S. 95.

**621.385:621.396.615.16** Bestell-Nr. 5031

DORGELO, E. G.: Gläserne Senderröhren mit hohem Wirkungsgrad bei Frequenzen um 100 MHz. *Philips techn. Rdsch.* 10 (1949) H. 9, S. 273/281, 14 Abbildungen.

Bei den in dem Bericht beschriebenen Senderröhren hat man wieder die allhergebrachte Form des Rotationszylinders gewählt. Weitere Kennzeichen der Röhren sind: wendelförmige Katode aus thoriertem Wolframdraht, nicht

emittierendes Gitter, Grafitanode mit horizontalen Kühlrippen usw. Bei den Trioden ist der Schirm mit dem Gitter verbunden, so daß die Röhren bis 200 MHz ohne Neutralisierung benutzt werden können. Bei den Tetroden liegt der Schirm am Schirmgitter. Neutralisierung bei Frequenzen über etwa 100 MHz erforderlich. Daten der Triode TB 2,5/300 und Tetrode QB 2,5/250.

**621.385** Bestell-Nr. 1308

KING, L. D. P.: High vacuum valve and seal. *Rev. sci. Instrum.* 19 (1948) Nr. 2, S. 83/84, 3 Abbildungen.

Abdichtungen.

**621.385.132** Bestell-Nr. 5036

SCHWARTZ, S.: EM 11 und VM 4, zwei neue Abstimmanzeigeröhren auf dem deutschen Röhrenmarkt. *Funk-Techn.* 4 (1949) H. 7, S. 195/197, 7 Abbildungen.

Erklärung des Prinzips der optischen Anzeige. Daten, Sockelschaltungen und Kennlinien der Röhren.

## Fernmeldetechnik

**621.392**

PÄSLER, M.: Bedingungen für die Reproduzierbarkeit von Eigenschaften und Größen schwingungsfähiger Systeme. *Frequenz* 3 (1949) H. 3, S. 76/78.

**621.392:621.318.7.029.64** Bestell-Nr. 1260

PIERCE, J. R.: Paralleled-resonator filters. *Proc. Inst. Radio Engrs.* 37 (1949) Nr. 2, S. 152/155, 8 Abbildungen.

Verfasser behandelt eine Gruppe von UKW-Sieben, bei denen die Eingangs- und Ausgangsglieder von Wellenleitern durch eine Zahl von Resonatoren durch direkte Kopplung mit beiden Wellenleiterteilen verbunden sind. Die Wellen gehen gleichzeitig durch die parallelgeschalteten Glieder. Stellschrauben beeinflussen die Werte; die Wirkung jeder Stellschraube wird untersucht. Im Ausführungsbeispiel wurden die Frequenzen von 3880 bis 3910 MHz durchgelassen. Vergleich mit Siebketten üblicher Bauart.

**621.392:621.317.36.029.4** Bestell-Nr. 1261

LUCK, G. C.: Properties of some wide-band phase-splitting networks. *Proc. Inst. Radio Engrs.* 37 (1949) Nr. 2, S. 147/151, 6 Abbildungen.

Passive Netzwerke, die in einem weiten Frequenzgebiet für eingeprägte einphasige

Zeichen mehrphasige Zeichen abgeben, sind von großer praktischer Bedeutung; Veröffentlichungen hierüber sind kaum erschienen. — Siehe Zobel, *Bell System techn. J.* 7 (Juli 1928) S. 438/534 und Dome, *Electronics* 19 (Dez. 1948) S. 112/115. — Nach Betrachtung der Eigenschaften einfacher Stromkreise wird nach eingehenden Darlegungen ein Ausdruck für die Phasendifferenz als eine Funktion der Frequenz erörtert und in einfacher Form gebracht. Aus dieser Form können alle übrigen Eigenschaften der Kreise ersehen werden. Phasenverschiebungen bis zu  $90^\circ$  sind erzielbar.

**621.392.1:621.3.018.7**

DI TORO, M. J.: Phase and amplitude distortion in linear networks. *Proc. Inst. Radio Engrs.* 36 (1948) Nr. 1, S. 24/36.

**621.392.5:534.321.9:534.8** Bestell-Nr. 1280  
HUNTINGTON, H. B., EMSLIE, A. G., u. HUGHES, V. W.: Ultrasonic delay lines. *J. Franklin Inst.* 245 (1948) Nr. 1, S. 1/23, 13 Abbildungen, Nr. 2, S. 101/118, 8 Abbildungen.

Umformung eines elektrischen Signals in ein Signal von Ultraschallfrequenz mittels eines elektromagnetischen Transducteurs (z. B. Kristall); Rückwandlung am Ende der Leitung. Diese Art erlaubt die Erzeugung langer Verzögerungen. Mathematische Darlegungen. Praktische Durchführung. Bei 15 MHz werden bis 500 ms erreicht. Beseitigung der vom Kristall zurückgeworfenen Zeichen. Erweiterung der Anordnung für Verzögerungen größer als 500 ms.

**621.392.52:621.386.43.029.4**

LEWIS, W. D., u. TILLOTSON, L. C.: A non-reflecting branching filter for microwaves. *Bell Syst. techn. J.* 27 (1948) S. 83/95.

## Funktechnik

**621.396**

● DÜRRWANG, J.: Radio-Technik. *Theorie und Praxis.* 5. Auflage, 168 Abbildungen. Basel: Wepf 1947, 12 sfrs.

**621.396.11:517.54**

Bestell-Nr. 6029

MEINKE, H. H.: Die Anwendung der konformen Abbildung auf Wellenfelder. *Z. angew. Phys.* 1 (1948) H. 6, S. 245/252, 10 Abbildungen.

Inhomogene Wellenfelder zwischen zwei nichtparallelen unendlichen Flächen können durch konforme Abbildung in homogene Wel-

lenfelder zwischen parallelen und ebenen Flächen übergeleitet werden, wobei zur Erhaltung der Energie des magnetischen Feldes bei der Transformation zwischen den parallelen Flächen eine ortsabhängige Permeabilität eingeführt werden muß. Die Feldgleichungen dieser homogenen Wellen liefern unendlich viele lineare Differentialgleichungen zweiter Ordnung, aus denen durch ein Näherungsverfahren das Wellenfeld einfacher Inhomogenitäten ermittelt werden kann. Die Anpassung dieser Lösung des ebenen Problems auf Inhomogenitäten in konzentrischen Leitungen und Hohlleitern soll in einer späteren Arbeit besprochen werden. Eine große Zahl erfolgreicher Anwendungen soll bereits vorliegen.

**621.396**

● GOLD, ISIDOR: Radio-Praktikum. Ein Buch für Berufsleute und Amateure. *Über 200 Schemata und Abbildungen.* 3. Auflage. Bern: Hallwag 1948, 9,50 sfrs.

**621.396.078**

● HÄNNY, JOST: Regelungstheorie. Kleines Handbuch für Ingenieure und Studenten. 100 Abbildungen. Zürich: Leemann 1947, 23 sfrs.

**621.396.11**

● WEISSMANN, K., PASTORELLI, A., u. BLACHUT, TH.: Genauigkeitsuntersuchungen über die rhythmischen Radiozeichen der Station Rugby. Versuche über die Lufttriangulation und Stoskop am Wildautographen A5. (Geodätisches Institut, Mitt. 1). Zürich: Leemann 1945, 5,50 sfrs.

**621.396.11:523.746**

ARZINGER, A., HALBORG, H. E., u. NELSON, J. H.: Sunspots and radio weather. *RCA Rev.* 9 (1948) Nr. 2, S. 229/244.

**621.396.11:551.510.535**

Bestell-Nr. 1150

COWLING, T. G., u. BORGER, R.: Electrical conductivity of the ionospheric D-layer. *Nature Lond.* 161 (1948) Nr. 4092, S. 515.

**621.396.11:551.510.535:**

Bestell-Nr. 6044

**621.317.7.018.41**

SULZER, P. G.: Sweep frequency ionosphere equipment. *J. appl. Phys.* 20 (Februar 1949) Nr. 2, S. 187/196, 13 Abbildungen.

Im Pennsylvania State College wurde eine neue frequenzvariable Einrichtung zur Abtastung und Dauerregistrierung von Ionosphärenzuständen fertiggestellt. Besonders



hervorzuhebende Merkmale der Anlage sind: große Strahlleistung des Senders (Impulsleistung 10 kW), hohe Empfindlichkeit des Empfängers, der noch Impulse von weniger als 1  $\mu$ s Dauer aufnimmt, und geringe Störanfälligkeit des Empfängers durch hochgetriebenes Unterscheidungsvermögen zwischen reflektierten Impulsen und kontinuierlichen Stör-Wellenzügen. Der große Bereich der Abtastfrequenz (1...25 MHz) wird durch einen zwischen 31 und 55 MHz pendelnden Oszillator erreicht, der die Überlagerungsfrequenz gleichzeitig an je eine Mischstufe des Senders und des Empfängers liefert.

**621.396.11:551.510.535** Bestell-Nr. 1322

MEEK, J. H.: Triple splitting of ionospheric rays. *Nature, Lond.* 161 (1948) Nr. 4094, S. 597.

**621.396.11:551.510.535**

FERRELL, O. P.: Upper-atmosphere circulation as indicated by drifting and dissipation of intense sporadic E-clouds. *Proc. Inst. Radio Engrs.* 36 (1948) Nr. 7, S. 879/880.

Versuche im 50...54-MHz-Band.

**621.396.11.029.6**

BENNINGTON, T. W.: Radio propagation in the frequency range 40—100 MHz. *B. B. C. z* (1948) S. 1/11.

**621.396.75**

Bestell-Nr. 6047

PRESSEY, B. G.: Rotating H-Adcock direction finder. *Wireless Engr.* 26 (März 1949) Nr. 306, S. 85/92, 10 Abbildungen.

Es werden ein tragbarer H-Peiler für den Bereich 4...30 MHz und ein stationärer H-Peiler für 10...20 MHz beschrieben, deren Abmessungen in keiner Richtung den Betrag von 1,25 m überschreiten. Die minimale Empfangsfeldstärke liegt zwischen 2,5 und 8  $\mu$ V/m, der Richtfehler ist nicht größer als 0,5°.

**621.396.82**

WEBB, J. B.: Unwanted radiations from medium-wave broadcast transmitters. *BBC Quart.* 3 (1948) Nr. 1, S. 59/64.

**621:396.75:551.510.52:** Bestell-Nr. 1253  
**621.317.029.6**

FRIEND, A. W.: Theory and practice of tropospheric sounding by radar. *Proc. Inst. Radio Engrs.* 37 (1949) Nr. 2, S. 116/138, 17 Abbildungen.

Beobachtung der Troposphäre von 1935 bis 1942. Anschließend Verwendung der Geräte

SCR-584 und AN/CPS-1 (MEW) des Radar-Systems. Einflüsse von Regentropfen, Schneeflocken und Eisteilchen bis zu 50000 Fuß Höhe. Auswertung der Messungen bis zu 30 000 Fuß Höhe. Beobachtungen bei 400, 4000 und 40 000 MHz.

**621.396.822:523.72.029.6:** Bestell-Nr. 1217  
**523.746**

RYLE, M., u. THOMSEN, I. L.: Solar radio emission and sunspots. *Nature, Lond.* 161 (1948) Nr. 4082, S. 134/136, 1 Abbildung, 1 Tabelle.

Einfluß der Sonnenflecken auf Wellen zwischen 80 MHz und 175 MHz. Zusammenhang zwischen Wellenlänge und Temperatur des Fleckes.

**621.396.822:523.16**

Bestell-Nr. 1209

HERBSTREIT, J. W., u. JOHLER, J. R.: Frequency variation of the intensity of cosmic radio noise. *Nature, Lond.* 161 (1948) Nr. 4092, S. 515/516.

Versuche des Nat. Bureau of Standards mit 25 und 110 MHz. Horizontale  $\lambda/2$  Dipole in  $\lambda/4$  über der Erde angebracht. Zusammenhang von Störungen mit plötzlichen ionosphärischen Einwirkungen.

**621.396.93**

FEWINGS, D. J.: Marconi multi channel visual hf direction finder type DFG 23. *Marconi Rev.* 11 (1948) Nr. 88, S. 1/8.

Gerät für den Bereich von 3...17,5 MHz. Vier Kanäle. Antennen. 20 db werden beobachtet bei Schwankungen von 0,5...6  $\mu$ V/m.

## Sender

**621.396.61**

Bestell-Nr. 1328

GOULD, H.: Low cost all-wave signal generator. *Radio News* 40 (1948) Nr. 1, S. 64/65, 160/162, 4 Abbildungen, 1 Tabelle.

Von 300 kHz bis 24 MHz. Bauanweisung.

**621.396.61**

● BRAUN, A.: Der frequenzstabile Schwingkopf-Generator. *Dissertation ETH Zürich: Leemann* 1946, 80 S., 37 Abbildungen.

**621.396.61:621.396.7**

McLEAN, F. C.: Unattended lowpower transmitting stations with remote control. *BBC Quart.* 3 (1948) Nr. 2, S. 122/128, 3 Abbildungen.

Ferngesteuerte Sender für die Verbreitung des dritten Programmes. Baupläne. Schaltungs-



einzelheiten. 2 von 22 Anlagen bereits fertiggestellt.

**621.396.615.14:621.385.17** Bestell-Nr. 1139  
SKELLETT, A. M.: The palletron, a new electron resonator and its proposed application to the generation of potentials in the million-volt range. *J. appl. Phys.* 19 (1948) Nr. 2, S. 187/190, 3 Abbildungen.

**621.396.615.141.2:621.385.16.029.6**

NELSON, R. B.: Methods of tuning multiple-cavity magnetrons. *Proc. Inst. Radio Engrs.* 36 (1948) Nr. 1, S. 53/56.

Beschreibung eines Magnetrons für Frequenzen zwischen 760 und 1160 MHz.

**621.396.615.14.072.6.** Bestell-Nr. 6033  
**078.029.64**

BORG, H.: Frequenz stabilisation of V. M. valves. *Wireless Engr.* 26 (1949) Nr. 305, S. 59/73, 12 Abbildungen.

Im Zentimeterwellen-Bereich können frequenzstabilisierte Oszillatoren mit Hilfe eines Reflexklystrons gebaut werden. Die von dem Reflexklystron erzeugte Oszillaforfrequenz wird mit einer konstanten Bezugsfrequenz verglichen, welche ein temperatureregelter Kristallgenerator liefert. Nach der Mischung von Oszillator- und Bezugsfrequenz wird die entstandene Zwischenfrequenz verstärkt und einem Diskriminator zugeführt, der eine Ausgangsspannung abgibt, welche der Abweichung der Zwischenfrequenz von einem Mittelwert proportional ist. Die Ausgangsspannung des Diskriminators liegt am Reflektor des Klystrons und verändert dessen Frequenz in Richtung auf die Sollfrequenz. Der Grad der erreichbaren Stabilisation ist dem Verstärkungsfaktor des Zwischenfrequenzverstärkers, der Empfindlichkeit des Diskriminators und der Steuerfähigkeit der Reflektorelektrode im Klystron proportional. Bei einem im Bereich von 10000 MHz schwingenden Klystron konnte eine um das 21fache bessere Frequenzkonstanz, nämlich  $\pm 6$  kHz, erzielt werden.

**621.396.64** Bestell-Nr. 5038  
LENNARTZ, A.: Mikrofonverstärker. *Funk-Techn.* 4 (1949) H. 6, S. 159/160, 9 Abbildungen.

Schaltung eines Verstärkers, der für die meisten Mikrofontypen verwendet werden kann. Es ändert sich nur die Eingangsschaltung bzw. die Verstärkung je nach dem Mikrofon, das angeschlossen werden soll. Bei der Bemessung wurde die kleinste Eingangsspannung zugrunde gelegt.

**621.396.615.141.2** Bestell-Nr. 1216  
DUNSMUIR, R., MILNER, C. J., u. SPAYNE, A. J.: Pinhole radiography of magnetrons. *Nature, Lond.* 161 (1948) Nr. 4086, S. 244/245.

Messungen an einem 2000 kW Magnetron für 1. 10 cm und 47 kV Anodenspannung über die Elektronenbewegung.

**621.396.64.029.64**

FRIIS, H. T.: Microwave repeater research. *Bell Syst. techn. J.* 27 (1949) Nr. 2, S. 183/246.

Vorarbeiten der Bell-Gesellschaft für die UKW-Verbindung New York—Boston. Ausbreitungsuntersuchungen. Planung der Relaisstationen. Antennenfragen. Filterentwicklung. Verstärker in den Relaisstellen. Empfangsgeräte. Modulator. Tonverstärker und vollständige Relaiseinrichtungen. Bereich von 3000 bis 30000 MHz.

**621.396.64.029.64:621.317.79:621.396.813**

RING, D. H.: The measurement of delay distortion in microwaves repeaters. *Bell Syst. techn. J.* 27 (1948) Nr. 2, S. 247/264.

Anordnung zur Messung von Verzögerungen in der Größenordnung bis  $10^{-9}$  s in Breitband-Fernseh-Verstärkern. Gemessen wird die Phasenverschiebung in Abhängigkeit von der Frequenz. Das ursprünglich für 50 bis 80 MHz gebaute Gerät kann für Mikrowellen verwendet werden.

**621.396.812.029.64:551.578.1**

WEXLER, R., u. WEINSTEIN, J.: Rainfall intensities and attenuation of centimeter electromagnetic waves. *Proc. Inst. Radio Engrs.* 36 (1948) Nr. 3, S. 353/355, 2 Abbildungen, 1 Tabelle.

Versuche in 4 amerikanischen Stationen über den Einfluß von Regen auf die Wirkung der Radareinrichtungen.

**621.396.822**

RICE, S. O.: Statistical properties of a sine wave plus random noise. *Bell Syst. techn. J.* 27 (1948) Nr. 1, S. 109/157, 9 Abbildungen, 5 Tabellen.

**621.396.822**

PIERCE, J. R.: Noise in resistances and electron streams. *Bell Syst. techn. J.* 27 (Jan. 1948) Nr. 1, S. 158/174, 6 Abbildungen.

Johnson-Geräusch. Gittergeräusch. Geräusche in Sekundärvervielfachern. Herabsetzung durch Raumladungen. Geräusche in Trioden und Pentoden.

**621.396.645.371.029.3**

GOODE, J. T.: Negative feedback compression. *Radio News* 39 (Jan. 1948) Nr. 1, S. 118, 120, 138, 139, 3 Abbildungen.

Vor- und Nachteile der Zusammendrückung. Anwendung zur Vermeidung der Übersteuerung.

**621.396.712.3:584.861.1**

JULSRUD, E., u. WEIDER, G.: Speech-input equipment for new Oslo broadcasting house. *Electr. Commun.* 25 (1948) Nr. 1, S. 21/29.

Beschreibung der Anlage, insbesondere der automatischen Schalteinrichtungen.

**621.396.75:656.21**

CASTELLAN, J.: Radar et lignes électriques. *Sci. et Vie* (1948) Nr. 366, S. 172/173, 3 Abbildungen.

Verwendung im Eisenbahndienst.

**621.396.8**

Bestell-Nr. 1134

CUNNINGHAM, W. J.: Simple relations for calculating certain transient responses. *J. appl. Phys.* 19 (1948) Nr. 3, S. 251/256, 4 Abbildungen.

**621.396.812 (68):551.510.535**

PIERCE, J. A.: The ionospheric eclipse of October 1. 1940. *Proc. Inst. Radio Engrs.* 36 (Jan. 1948) Nr. 1, S. 8/15, 9 Abbildungen.

Beobachtung der Frequenzen in Südafrika.

## Modulation

**621.396.619**

Bestell-Nr. 1263

McKENZIE, K. R.: Wide range frequency modulation. *Phys. Rev.* 74 (Juli 1948) Nr. 1, S. 104/105, 1 Abbildung.

FM mit Hilfe eines Zyklotrons.

**621.396.619**

Bestell-Nr. 1330

CROTINGER, R. M.: 10 db volume compression without splatter. *Radio News* 40 (1948) Nr. 1, S. 50/51, 98/102, 4 Abbildungen.

Vorrichtung zur Verhinderung der Übersteuerung bei Amateursendern mit 13 Watt Leistung.

**621.396.619.015.33**

Bestell-Nr. 6038

RODDAM, TH.: P. C. M. *Wireless Wld.* 55 (1949) Nr. 3, S. 82/86, 10 Abbildungen.

Erläuterung des Prinzips und der Grundschaltungen der Impuls-Code-Modulation. Bei der Impuls-Code-Modulation wird die

Modulationsspannung in regelmäßigen Zeitabständen, die klein gegenüber der höchsten Modulationsfrequenz sind, abgetastet und jedem abgetasteten Momentanwert der Modulationsspannung eine Kombination von  $n$  gleichlangen und -hohen Impulsen oder Lücken zwischen den Impulsen zugeordnet.

Es sind dann  $2^n$  verschiedene Kombinationen möglich, so daß auch  $2^n$  verschiedene Spannungswerte übertragen werden können. Bei Sprechfrequenzen bis 3400 Hz sind 8000 Abtastungen in der Sekunde erforderlich, d.h. für  $n = 7$  müssen 56 000 Zeichen in der Sekunde übertragen werden. Für ein Fernsprechesystem mit 12 Kanälen bedeutet das 672 000 Zeichen in der Sekunde oder eine Impulslänge von 0,4  $\mu$ s. In einer Relaiskette mit 10 Gliedern wurde ein maximales Verhältnis der Signal- zur Rauschspannung von 58 db erreicht.

**621.396.619.18**

GIACOLETTO, L. I.: Generalized theory of multitone amplitude and frequency modulation. *Proc. Inst. Radio Engrs.* 36 (1948) Nr. 2, S. 240/243, 2 Abbildungen.

Stellungnahme zum Aufsatz von A. S. Galdwin über Amplitude und Phase der Seitenbänder und des FM Spektrums.

**621.396.619.13:621.392**

CAMBI, E.: Trigonometric components of a frequency-modulated wave. *Proc. Inst. Radio Engrs.* 36 (1948) Nr. 1, S. 42/49.

**621.396.619.16:621.395.44**

MEACHAM, L. A., u. PETERSON, E.: An experimental multichannel pulse code modulation. *Bell Syst. techn. J.* 27 (1948) S. 1/43. Beschreibung eines Systems mit 96 Kanälen, die in 12er-Gruppen zusammengefaßt sind.

## Empfänger

**621.396.62.029.64**

Bestell-Nr. 1333

LYNCH, CH.: FM signals received in Australia. *Radio News* 39 (1948) Nr. 5, S. 94/95.

Australisches Amateurgerät zur Aufnahme von FM-Sendungen aus Amerika.

**621.396.62:621.396.619.13** Bestell-Nr. 1334

HAWKINS, R. S., u. SHELTON, C. H.: A universal FM receiver. *FM and Television* 8 (1948) Nr. 2, S. 20/22, 53. 5 Abbildungen.

Röhrengerät der National Company (Mass.)

mit der Bezeichnung NC-108. Bereich von 88 MHz...108 MHz.

**621.396.62** Bestell-Nr. 1335  
HARRISON, W. J.: FM double superhet. *FM & Television* 8 (1948) Nr. 4, S. 17/19.  
Gerät mit 19 Röhren, Bauanweisung.

**621.396.622.6** Bestell-Nr. 1225  
PRIGENT, J.: Étude des „thermistors“ à l'oxyde d'uranium. *J. Phys. et le Radium* (8) 10 (1949) Nr. 2 S. 58/64.

Beschreibung der mit  $UO_2$  arbeitenden Anzeigegegeräte für Infrarot und Ultrahertz-Strahlen. Bearbeitung von  $UO_2$ . Widerstandswerte, Spannungen, Temperatur und Druck. Verwendung in Thermometern, Bolometern und Detektoren für cm-Wellen. Erfolge sind wenig befriedigend.

**621.396.622.7:621.396.619** Bestell-Nr. 6032  
BLACHMANN, N. M.: The demodulation of an FM carrier and random noise by a limiter and discriminator. *J. appl. Phys.* 20 (1949) Nr. 1, S. 38/47, 5 Abbildungen.

Berechnet man die Signal- und die Rauschspannung am Ausgang des aus Begrenzer und Diskriminator bestehenden Demodulators im FM-Empfänger und stellt die Beziehung des Quotienten aus Signal- und Rauschspannung am Ausgang zu dem Quotienten aus Signal- und Rauschspannung am Eingang des Demodulators grafisch dar, so erhält man eine Kurvenschar mit dem Begrenzungsgrad als Parameter. Die Kurven verlaufen sehr steil, so daß der Quotient am Ausgang für kleine Werte des Quotienten am Eingang wesentlich unter dem letzteren liegt, für größere Werte ( $> 6$  db) des Quotienten am Eingang aber nur noch unwesentlich kleiner als dieser ist. Das Verhältnis Signal- zu Rauschspannung am Demodulatoreingang wird um so ungünstiger, je kleiner die von dem Begrenzer durchgelassene Signalamplitude ist. Bezüglich der Rauscheigenschaften ist der FM-Demodulator ungünstiger als ein Gleichrichter mit quadratischer Kennlinie im AM-Empfänger und wird diesem erst gleichwertig, wenn das Verhältnis Signal- zu Rauschspannung am Demodulatoreingang mindestens etwa 6 db beträgt. Die Ergebnisse sind ohne die in einem FM-Empfänger gewöhnliche Filterung hinter dem Demodulatoreingang berechnet, da hierzu die Spektralverteilung der Rauschspannung hinter dem Diskriminator bekannt sein müßte.

## Antennen

**621.396.67:621.397.6**

ADORIAN, P.: Television distribution. *Wireless Wld.* 55 (1949) Nr. 1, S. 18/20, 4 Abbildungen.

Vergleich verschiedener Systeme für den Bau von Gemeinschaftsantennen für Fernsehempfang. Die Eigenschaften der benutzten Verstärker und Kabel werden besprochen. Es besteht die Möglichkeit der gleichzeitigen Übertragung von Frequenzen des Rundfunk- und Kurzwellenbereiches.

**621.396.67**

Bestell-Nr. 1259

YEH, Y. CH.: The received power of a receiving antenna and the criteria for its design. *Proc. Inst. Radio Engrs.* 37 (1949) Nr. 2, S. 155/158.

Neiman hat in den Proc. 31 (Dez. 1943) S. 666 für UKW untersucht, wieviel von der ausgestrahlten Leistung in der Empfangsantenne verbleibt. Dieses Thema wurde von Friis und Lewis in dem Aufsatz „Radar antennas“, Bell System Techn. J. 26 (April 1947) S. 230 erneut behandelt. Verfasser erweitert die Berechnungen für die übrigen Wellenbereiche, wenn die Eigenschaften der Empfangs- oder der Sendeantennen bekannt sind.

**621.396.67**

Bestell-Nr. 1201

BELL, W.: The pigeon catcher, a novel 29 MHz rotary beam. *Radio News* 39 (1948) Nr. 5, S. 48/50, 132, 9 Abbildungen.

Abschirmung einer Antennenseite mit Maschendraht. Strahlungsdiagramm. Bauanweisung.

**621.396.67**

DUNN, B. C. jr., u. KING, R.: Currents excited on a conducting plane by a parallel dipole. *Proc. Inst. Radio Engrs.* 36 (1948) Nr. 2, S. 221/229, 14 Abbildungen.

Mathematische Analyse der Verteilung des magnetischen Feldes und des Stromes unter bestimmten Voraussetzungen.

**621.396.67**

Bestell-Nr. 1340

NOLL, E. M.: The folded dipole antenna. *Radio News* 39 (1948) Nr. 5, S. 180/181, 1 Abbildung.

**621.396.677:621.392.26**

WILKES, G.: Wavelength lenses. *Proc. Inst. Radio Engrs.* 36 (1948) Nr. 2, S. 206/212, 9 Abbildungen.

Durch Einbau linsenähnlicher Gebilde z. B. aus Kunststoff in den strahlenden Teil der Antenne wird eine bessere Bündelung der Strahlen erreicht. Theorie und Experimente werden besprochen.

## Anwendungen der Funktechnik

**621.396.9.029.64:621.397** Bestell-Nr. 1346

FREEDMAN, S.: The microwave handbook. *FM & Television 8 (1948) Nr. 1, S. 18/20, 5 Abbildungen.*

Begriffsbestimmung: Mikrowelle beim Radar und Fernsehen.

**621.396.9:551.5** Bestell-Nr. 1227

MILLMAN, P. M., MCKINLEY, D. W., BURLAND, M. S., u. LOVEL, A. C. B.: Combined radar, photographic and visual observations of the Perseid meteor shower of 1947. *Nature, Lond. 161 (1948) Nr. 4086, S. 278/280, 1 Abbildung.*

Radar mit 32,7 MHz und 150 kW, Impulse von 8 Mikrosekunden, Empfängerempfindlichkeit  $5 \cdot 10^{-14}$  Watt.

**621.396.931** Bestell-Nr. 1205

SANDS, L. G.: Two-way mobile radio — a new field for serviceman. *Radio News 39 (1948) Nr. 5, S. 39/41, 177/180, 4 Abbildungen.*

Fahrzeugeinrichtungen für 152 bis 162 MHz. Band-Gegensprechverkehr.

**621.396.932** Bestell-Nr. 1348

Le navigateur Decca, système de radio-navigation hyperbolique. *Rev. gén. Electr. 57 (1948) S. 263.*

**621.396.932:621.396.622.7** Bestell-Nr. 6034

KIRBY, H. D. B.: Single sideband radio-telephony. *Wireless Wld. 55 (1949) Nr. 3, S. 90/92, 3 Abbildungen.*

Das Einseitenband-Verfahren für die Funktelefonie über große Entfernungen wurde jetzt auch zum erstenmal für den Telefonieverkehr auf hoher See durch Einbau einer Einseitenband-Anlage auf dem neuen Passagierschiff der Cunard White Star „Caronia“ angewendet. Der Sender auf dem Schiff hat eine Leistung von 300 Watt und kann zwischen 4 und 22 MHz arbeiten.

**621.396.97:654.19** Bestell-Nr. 1145

MEHNERT, G.: 25 Jahre Deutscher Rundfunk. *Urania 11 (1948) Nr. 11, S. 435/439.*

**621.396.97:621.396.8**

ANGLES D'AURIAC, H.: Qualité théorique et qualité réelle en radiodiffusion. *Bull. Doc. O. I. R. 2 (1948) Nr. 18, S. 343/346.*

Meinungen der Physiker, Physiologen, der Musiker und der Hörer. Ursache der Störungen bei der Klangwiedergabe. Lineare und nichtlineare Verzerrungen.

**621.396.932** Bestell-Nr. 1347

Un procédé de radionavigation précise: le shoran. *Rev. gén. Electr. 57 (1948) S. 262.*

## Fernsehen, Bildübertragung

**621.397.1 „1949“ (4)** Bestell-Nr. 5037

TETZNER, K.: Fernsehen 1949. *FUNK-TECHN. 4 (1949) H. 6, S. 163/166.*

Übersicht über die Entwicklung und den Stand des Fernsehens in England, Frankreich, Holland, Schweiz, Italien, UdSSR und den nordischen Staaten. Schaltbeispiel eines Philips Fernsehempfängers aus dem Jahre 1948.

**621.397.331.2:621.397.621:621.333.2**

DE VORE, H. B.: Limiting resolution in an image-orthicon type pickup tube. *Proc. Inst. Radio Engrs. 36 (1948) Nr. 3, S. 335/345, 11 Abbildungen, 1 Tabelle.*

Beschreibung und Wirkungsweise der Einzelteile. Einfluß der Dicke der Auffangschicht auf den Modulationsvorgang durch die wechselnden Lichtstärken.

**621.397.5:791.9**

GOLDSMITH, A. N.: Theater television — a general analysis. *J. Soc. Mot. Pict. Engrs. 50 (1948) Nr. 2, S. 95/117, 118/121.*

Noch keine feste Form. Zukunftsaufgaben.

**621.397.6** Bestell-Nr. 1356

SMITH, H. R., u. GREGORY, G. S.: Film pickup system. *FM & Television 8 (1948) Nr. 3, S. 31/33, 49.*

**621.397.61** Bestell-Nr. 1355

Perfectionnement aux systèmes d'émission de télévision en couleurs. *Rev. gén. Electr. 57 (1948) S. 300. Desgl. C. R. Acad. Sci., Paris 226 (1948) S. 1325/1326.*

**621.397.61(74/78)**

BROLY, A. H.: Television remote operations. *J. Soc. Mot. Pict. Engrs. 50 (1948) Nr. 1, S. 54/63.*



Außenaufnahmen der Station Chicago. Verbindungen zum Studio. Tätigkeit in der Sendestation.

**621.397.62** Bestell-Nr. 1358

KIVER, M. S.: Modern television receivers. *Radio News* 39 (1948) Nr. 5, S. 74/76, 78, 80, 82, 7 Abbildungen; 40 (1948) Nr. 1, S. 66/72, 170/173, 12 Abbildungen.

Aufbau der verschiedenen Stromkreise. Tabelle der amerikanischen Fernsehempfängertypen von Andrea, Belmont, General Electric, Motorola, Philco, RCA, United States Television, Admiral, Industrial Television Inc. und du Mont. Bild- und Tonwege und ihre Trennung.

**621.397.62**

LITTLE, R. V.: Development in large-screen television. *J. Soc. Motion Pict. Engrs.* 51 (1948) Nr. 1, S. 37/51, 10 Abbildungen.

Versuchsstadium. Kineskop. Linsenformen. Bildhelligkeit. Zubehöraparate.

**621.397.62** Bestell-Nr. 1197

The inductuner. *Radio News* 39 (1948) Nr. 5, S. 62, 130/131, 3 Abbildungen.

Zusatz zu einem Fernsehempfänger der Firma du Mont.

**621.397.62:535.88:621.385.832:**

**621.396.615.17**

RINIA, H., GIER, J. de, ALPHEN, P. M. van, SIEZEN, G. I., KERKHOF, F., HAANTJES, J., u. KERKHOF, F.: Home projection television. I. Cathode-ray tube and optical system. II. Pulse-type high-voltage supply. III. Deflection circuits. *Proc. Inst. Radio Engrs.* 36 (1948) Nr. 3, S. 395/411, 8 Abbildungen.

Katodenstrahl-Rohr und optisches System. Frequenzverdreifacher. Verwendung von Ferri-material. Strahlablenkung.

**621.397.62.004.6.08** Bestell-Nr. 1359

BUCHSBAUM, W. H.: Faster television trouble shooting. *FM & Television* 8 (1948) Nr. 1, S. 27/31, 5 Abbildungen.

Verwendung eines Oszilloskopes zur schnelleren Eingrenzung von Fehlern in Fernsehgeräten.

**621.397.8** Bestell-Nr. 1353

LIEBSCHER, A.: New test equipment speeds video servicing. *Radio News* 40 (1948) Nr. 1, S. 44/45, 137/140, 5 Abbildungen.

Hilfsgerät für die Instandsetzung von Fernsgeräten und FM-Empfängern.

**621.397.61/2** Bestell-Nr. 5032

KLEIS, D., SLOOFF, F. C. W., u. UNK, J. M.: Eine experimentelle Sende- und Empfangsanlage für schnelle Faksimile-Übertragungen. 2. Teil: Bau des Senders. 3. Teil: Bau des Empfängers. *Philips techn. Rdsch.* 10 (1949) H. 9, S. 257/272, 12 Abbildungen.

Zusammenfassende Darstellung des von Philips entwickelten Systems der bildtelegrafischen Übermittlung von Nachrichten, Dokumenten usw. mit Hilfe einer Gleichspannungsquelle von einigen kV. Parallele Zeilen werden aufeinanderfolgend auf dem Papier von einem optischen System abgetastet. Die Geschwindigkeit beträgt 180 Zeilen/s. Besonders sorgfältige Konstruktion des optischen Teiles ermöglicht es, daß man mit einer Filmprojektionslampe als Lichtquelle einen Lichtstrom auf der Fotozelle von 0,20...0,70 mL für schwarze bzw. weiße Teile des zu übertragenden Dokumentes erzielt. Das Signal der Multiplikatorröhre liegt für weiß 43 db über dem Störpegel. Man erhält daher keine sichtbaren Schwärzungsschwankungen im empfangenen Bild.

## Filmtechnik, Kinotechnik

**778.534.4:534.862.6**

GOTTSCHALL, G. D.: Light modulation by P type crystals. *J. Soc. Mot. Pict. Engrs.* 51 (Juli 1948) Nr. 1, S. 19/20, 7 Abbildungen.

P = isomorphe Kristalle. Bessere Ergebnisse als beim Kerr-Effekt. Gradliniger Verlauf.

## Verschiedenes

**06.051** Bestell-Nr. 1208

International radio conferences. *Nature, Lond.* 161 (1948) Nr. 4096, S. 695/696.

Bericht über die Arbeiten der Union Radio Scientifique Internationale (U.R.S.I.) und des Comité Consultatif International des Radio-Communications (C.C.I.R.).

**551.510.535 (54):550.88** Bestell-Nr. 1222

BARAL, S. S., GHOSH, S. N., u. DEBRAY, M.: Abnormalities in the F-region of the ionosphere at Calcutta. *Nature Lond.* 161 (1948) Nr. 4079, S. 24.

Beobachtungen vom Januar 1947 der Zeiten nach Sonnenuntergang. Keine Gleichzeitigkeit in Calcutta und Delhi.

# ZEITSCHRIFTENAUSLESE

## des In- und Auslandes

JULI 1949

FUNK  
UND  
TON

Um dem derzeitigen Mangel an ausländischen Zeitschriften zu begegnen, können von den mit Bestell-Nr. versehenen Referaten in beschränktem Umfang Fotokopien zum Preise von 1,- DM je Seite und Porto zur Verfügung gestellt werden

### Physik

533.5.001.5.001.6

Bestell-Nr. 5033

WALTER, R.: Neuere Entwicklungen und Anwendungen aus dem Gebiet der Hochvakuumtechnik. *Chemie-Ingenieur-Techn.* 21 (1949) H. 3/4, S. 49/57, 18 Abbildungen.

Übersicht über die in den letzten Jahren geschaffenen Pumpen in Deutschland und Amerika. Voraussetzungen für die heute ohne weiteres darstellbare Erzeugung von Hochvakuum zwischen  $-100^\circ$  und  $+1000^\circ$  C waren u. a. auch die guten Gläser von Schott, Jena, die Verfahrenserfolge in England, Deutschland und zuletzt in USA und schließlich die Forderung des amerikanischen Atombombentrusts nach großen Hochvakuumanlagen. Umfangreiche Quellenangaben unterstützen die Übersicht.

537.521:537.563

Bestell-Nr. 1257

VICTOREEN, JOHNA.: Ionization chambers. *Proc. Inst. Radio Engrs.* 37 (1949) Nr. 2, S. 189/199, 16 Abbildungen.

Ionisations-Kammern für die Strahlungsmessungen von X-Strahlen.

538.21

Bestell-Nr. 1229

BRYLINSKI, E.: De l'intensité d'aimantation. *Rev. gén. Electr.* 57 (1948) Nr. 2, S. 82/86, 2 Abbildungen.

538.21

Bestell-Nr. 1167

RÜDIGER, O.: Zur Theorie der Magnetisierung einer elastisch verzerrten 25% Chrom-Eisen-Legierung. *Z. Phys.* 124 (1948) H. 7/12, S. 458/467, 3 Abbildungen.

538.541:621.315.22

Bestell-Nr. 1224

JACOTTET, PAUL: Die Wirbelströmungen in leitenden Kabelmänteln. *Arch. elektr. Übertr.* 2 (1948) Nr. 6/7, S. 218/231, 3 Abbildungen.

Auszug aus der Dissertation TH Berlin 1944: „Elektromagnetische Wirbelfelder in kreis-

zylindrischen Schirmen für verschiedene Anwendungen des Erregerfeldes“.

539.16.08

Bestell-Nr. 1175

CURRAN, S. C., REID, J. M.: The properties of some new types of counters. *Rev. sci. Instrum.* 19 (1948) Nr. 2, S. 67/75.

Gerät für kosmische und  $\gamma$ -Strahlen.

537.312.62

Bestell-Nr. 1266

LEBACQZ, I. V.: Measurement of radio frequency resistance of a piece of columbian nitride through the transition. *Phys. Rev.* 73 (1948) Nr. 12, S. 1476.

Bei Messungen mit Frequenzen von 600 bis 1000 kHz keine Änderung der Ergebnisse gegenüber Gleichstrommessung.

### Akustik

534-8:621.39.082.73:537.228.2

Bestell-Nr. 6059

FALKENHAGEN, H.: Ultraschall und Elektrostriktion. *Z. angew. Phys.* 1 (1949) Nr. 7, S. 304/306, 4 Abbildungen.

Während man durch Magnetostriktion bis zu Ultraschallfrequenzen von 60 kHz und auf piezoelektrischem Wege bis zu 50 MHz kommt, kann man mit dem elektrostriktiven Effekt Ultraschallfrequenzen bis 5000 MHz herstellen. Am einfachsten ist die elektrostriktive Anregung von Ultraschallwellen in Flüssigkeiten; sehr gute Effekte zeigen m-Xylol, o-Xylol und Toluol. Der piezoelektrische Effekt ist ein Sonderfall der Elektrostriktion.

534.1:621.395.62

Bestell-Nr. 5043

STENZEL, H.: Über die Berechnung des Schallfeldes von kreisförmigen Membranen in starrer Wand. *Ann. Physik* 4 (1949) H. 6, S. 303/324, 3 Abbildungen

Spezielle Funktionen werden zur Bestimmung der für den Schalldruck charakteristischen

Funktion eingeführt. An Hand von Beispielen erläutert der Verfasser die abgeleiteten Formeln für die Kolbenmembrane.

**534.4** Bestell-Nr. 2115

KERSTA, L. G.: Amplitude cross-section representation with the sound spectrograph. *J. acoust. Soc. Amer.* 20 (1948) Nr. 6, S. 796 bis 801, 10 Abbildungen.

**534.4** Bestell-Nr. 2114

KOENIG, W. u. RUPPEL, A. E.: Quantitative amplitude representation in sound spectrograms. *J. acoust. Soc. Amer.* 20 (1948) Nr. 6, S. 787/795, 11 Abbildungen.

**534.4** Bestell-Nr. 2113

CLARK, K. C., RUDMOSE, H. W., EISENSTEIN, J. C., CARLSON, F. D. u. WALKER, R. A.: The effect of high altitude on speech. *J. acoust. Soc. Amer.* 20 (1948) Nr. 6, S. 776 bis 786, 9 Abbildungen.

Untersuchungen über das Sprachspektrum in Abhängigkeit von der Höhe.

**534.4** Bestell-Nr. 2062

KOSCHEL, H.: Elektrische Methoden zur Schallanalyse. *Fernmeldetechn. Z.* 1 (1948) Nr. 9, S. 237/244, 7 Abbildungen.

Zusammenfassender Bericht enthaltend Fourier-Analyse des Oszillogramms, Oktavsiebanalyse, Tonfrequenzspektrometer, Suchtonanalyse, akustisches Beugungsgitter, optische Rasterplatte, Schallspektrograf, Katenstrahlenschallsichtgerät und Schallsichtgerät mit fluoreszierendem Band.

**534.5** Bestell-Nr. 2116

SLAYMAKER, F. H. u. HAWLEY, M. E.: Acoustic impedance matching by means of screens. *J. acoust. Soc. Amer.* 20 (1948) Nr. 6, S. 802/807, 10 Abbildungen.

**534.612 + 621.395.616** Bestell-Nr. 2117

VENEKLASEN, P. S.: Instrumentation for the measurement of sound pressure level with the Western Electric 640 AA condenser microphone. *J. acoust. Soc. Amer.* 20 (1948) Nr. 6, S. 807/817, 15 Abbildungen.

**534.8:534.2** Bestell-Nr. 6031

HÜTER, TH.: Über die Fortleitung von Ultraschallwellen in festen Stäben. *Z. angew. Phys.* 1 (1948) H. 6, S. 275/289, 28 Abbildungen.

**534.75** Bestell-Nr. 2112

GLASER, J. L. u. MORRICAL, K. C.: A comparison of artificial ear couplers. *J. acoust. Soc. Amer.* 20 (1948) Nr. 6, S. 771/775, 8 Abbildungen.

**534.75** Bestell-Nr. 2109

BEKESY, G. v.: Vibration of the head in a sound field and its role in hearing by bone conduction. *J. acoust. Soc. Amer.* 20 (1948) Nr. 6, S. 749/760, 17 Abbildungen.

Es werden die Schwingungen der knöchernen Schädeldecke und die Geschwindigkeit der Schallfortpflanzung (570 m/sec) gemessen. Bedeutung für den Bau von Hilfsgeräten für Schwerhörige und Taube.

## Elektrotechnik und Elektromedizin

**621.3-61** Bestell-Nr. 2056

SNEATH, O. B. u. MAYER, E. G.: Electro-medical stimulators, application of Radar circuit techniques for diagnosis and treatment. *Wireless Wld.* 55 (1949) Nr. 4, S. 129/132, 4 Abbildungen.

Beschreibung eines Nervenreizgerätes der Multitone Electric Company für Diagnostik und Therapie.

**621.3.029:001.4** Bestell-Nr. 2135

BOOTH, C. F.: Nomenclature of frequencies. *Post Off. electr. Engrs. J.* 42 (1949) S. 47/49, 1 Abbildung, 2 Tafeln.

Vorschlag einer neuen Nomenklatur der Frequenzbänder, der sich auf den Logarithmus der geometrischen Mitte des jeweiligen Frequenzbandes bei dekadischer Einteilung stützt. Die sich hieraus ergebenden Bezeichnungen lassen sich auf beliebige Frequenzbereiche ausdehnen.

**621.3.029.63** Bestell-Nr. 2104

GRÜN, A.: Die zweckmäßige Wahl von Höhe, Entfernung und Wellenlänge für die Planung von Dezimeterstrecken. *Fernmeldetechn. Z.* 2 (1949) Nr. 3, S. 69/72, 5 Abbildungen.

**621.315.212(42):621.397.5** Bestell-Nr. 2070

STANESBY, H. u. WESTON, W. K.: The London-Birmingham television cable. *Post. Off. electr. Engrs. J.* 41 (1949) S. 183/188, 2 Abbildungen; 42 (1949) S. 33/38, 10 Abbildungen.

Technische Angaben und Meßergebnisse über das für gleichzeitige Fernseh- und Breitband-

Telefonie-Übertragung bestimmte Kabel. Die Grenzfrequenz des Kabels liegt bei 30 MHz, der Verstärkerabstand beträgt ca. 5 km.

**621.319.4:621.317.335** Bestell-Nr. 2087

FORD, L. H.: The effect of humidity on the calibration of precision air capacitors. *Proc. Inst. electr. Engrs.* 96 (1949) Nr. 39, S. 13/16, 3 Abbildungen, 2 Tabellen.

Messungen bei 1 kHz über den Einfluß der Luftfeuchtigkeit auf den Kapazitätswert von Luftkondensatoren.

**621.315.612:** Bestell-Nr. 1220

**621.317.3.011.5.029.64**

POWLES, J. G.: Measurement of high permittivity values at centimetre wavelengths. *Nature, Lond.* 161 (1948) Nr. 4079, S. 25.

Messung von keramischem Material. Werte von  $\text{Zn}_2\text{TiO}_4$  und  $\text{TiO}_2$ .

**621.315.616:533.5** Bestell-Nr. 1176

HOGG, B. G., u. DUCKWORTH, H. E.: Vacuum properties of synthetic dielectrics. *Rev. sci. Instrum.* 19 (1948) Nr. 5, S. 331/332.

Prüfung von 28 Materialien, darunter Polystyrene, Teflon und Mycalex.

**621.315.617.4** Bestell-Nr. 1228

BUCCAR, M. DE: Les caoutchoucs de silicone et leur emploi comme isolants en électrotechnique. *Rev. gén. Electr.* 57 (1948) Nr. 3, S. 93/102, 6 Abbildungen.

Verhalten zwischen minus 55 bis plus 260 Grad Wärme. Verwendung als Überzüge auf Drähten und Geräten.

**621.316.7.001**

STRECKER, F.: Aktive Netzwerke und das allgemeine Ortskurvenkriterium für die Stabilität. *Frequenz* 3 (1949) H. 3, S. 78/84, 9 Abbildungen.

**621.316.722.1** Bestell-Nr. 1230

PEPINSKY, R., u. JARMOTZ, P.: An inductively coupled series tube d. c. high voltage regulator. *Rev. sci. Instrum.* 19 (1948) Nr. 4, S. 247/254.

Stabilisator für 5 bis 50 kV und für Ströme bis 50 mA. Induktive Anknüpfung einer Regulerröhre an den rückgekoppten Verstärker, der am Endpotential liegt. Die Zeichen von diesem Verstärker gehen auf einen amplitudenmodulierten Schwingungskreis, dessen Ausgang über einen Transformator geht und nach Gleichrichtung und

Filterung als berechtigtes Gleichstromzeichen dem nächsten Gitter zugeführt wird.

**621.316.99.029** Bestell-Nr. 5029

FRITSCH, V.: Überprüfung von Erden mit Hochfrequenz. *Radiowelt, Wien*, 4 (1949) H. 3/4, S. 17/22, 10 Abbildungen.

In der Praxis des Blitzschutzes wird meist noch nach veralteten Grundsätzen gearbeitet. Überprüfungen unter Bedingungen, die sich während des Betriebes ergeben, erfolgen äußerst selten bzw. nie. Es wird ein Hochfrequenz-Erder-Meßgerät beschrieben, das die Überprüfung zu Bedingungen ermöglicht, wie sie in der Praxis vorkommen. Die Ermittlung und Auswertung entsprechender Eich tafeln ist einem weiteren Aufsatz vorbehalten.

## Meßtechnik, Meßgeräte

**621.317.32+621.383.2**

HEID, P. W., MIKULINSKI, A. S. u. KOL-TYPIN, J. G.: Ein Fotokontaktgalvanometer. *Betriebs-Lab., USSR*, 13 (1947) S. 625

**621.317.32:621.317.34:621.396.11**

Bestell-Nr. 2083

GILL, E. W. B.: A simple method of measuring electrical earth-constants. *Proc. Inst. electr. Engrs.* 96 (1949) Nr. 40, S. 141/144, 2 Abbildungen, 3 Tafeln.

Methode zur Bestimmung der Leitfähigkeit und der Dielektrizitätskonstante des Erdbodens aus der Neigung des elektrischen Vektors einer elektromagnetischen Welle bei Ausbreitung über eine nicht unendlich gut leitende Fläche.

**621.317.34.029.5** Bestell-Nr. 2090

SMITH-ROSE, R. L.: Radio field-strength measurement. *Proc. Inst. electr. Engrs.* 96 (1949) Nr. 39, S. 31/36, 4 Abbildungen, 3 Tabellen.

Übersicht über die bei Feldstärkemessungen im Gebiet bis 30 000 MHz erreichbaren Genauigkeiten.

**621.317.381:621.773** Bestell-Nr. 1184

NASLIN, P.: Dynamomètre piézoélectrique pour l'enregistrement des variations des efforts de coupe. *Rev. gén. Electr.* 57 (1948) S. 361/364, 5 Abbildungen.

Piezoelektrizität des Quarzes. Schwierigkeiten bei der Verwendung. Beschreibung eines Dynamometers.



**621.817.882.029.6; 621.017.002**

MORRISON, I. F. & YOUNKER, E. L.: A method of determining and monitoring power and impedance at high frequencies. *Proc. Inst. Radio Engrs.* 36 (1948) Nr. 2, S. 212/216, 9 Abbildungen.

Messungen am Senderausgang mit 100 MHz.

**621.817.41.48**

LAMSON, H. W.: Alternating-current measurements of magnetic properties. *Proc. Inst. Radio Engrs.* 36 (1948) Nr. 2, S. 266/277, 10 Abbildungen.

Methoden zur Bestimmung der Permeabilität und der Eisenverluste ferromagnetischer Stoffe.

**621.817.7.088.2**

Bestell-Nr. 6041

LYNCH, A. C.: Improved accuracy with a „Q“-meter by the use of auxiliary components. *Electronic Engng.* 21 (1949) Nr. 253, S. 91/93, 3 Abbildungen.

Bei der Messung des Gütefaktors wird im allgemeinen eine konstante Wechselspannung an einen Resonanzkreis gelegt, der den Prüfling enthält, und die Spannungsüberhöhung bei Resonanz gemessen. Die mit der Bestimmung der Spannung am Resonanzkreis verbundenen Ungenauigkeiten können durch eine Art Nullverfahren herabgedrückt werden: die Größe der Eingangsspannung wird in bestimmten Stufen verändert und die zur Aufrechterhaltung einer konstanten Spannung am Resonanzkreis erforderliche Verstimmung des Meßkondensators im Resonanzkreis ermittelt. Als Nullinstrument dient ein Spiegelgalvanometer.

**621.817.7**

Bestell-Nr. 1204

TURNER, RUFUS P.: A crystal diode wave shaper. *Radio News* 39 (1948) Nr. 5, S. 44, 92, 3 Abbildungen.

Zusatzgerät zum Tonfrequenzgerät zur Erzeugung von Rechteckwellen positiver oder negativer Impulse.

**621.817.715**

Bestell-Nr. 1303

MILATZ, J. M. W., ENDT, P. M., ALKE-MADE, C. T. J., u. OLINK, J. T.: The alternating current galvanometer. *Physica* 14 (1948) S. 260/268.

Kopplung zwischen fester und beweglicher Spule bringt doppelte Schwingungen hervor und wirkt auf die Stabilitätsbedingungen des Gerätes. Einwirkung von überlagerten Gleichstromfeldern.

**621.817.723**

Bestell-Nr. 1304

CALDWELL, P. A.: A new balanced electrometer circuit. *Rev. sci. Instrum.* 19 (1948) Nr. 2, S. 85/88, 4 Abbildungen.

Beseitigung von Strom- und Spannungsschwankungen der Meßstromquelle. Verstärkeranschaltung und Abgleich.

**621.817.725**

Bestell-Nr. 1231

SCHNEEBERGER, R. J.: An inverted electrode voltmeter for high negative voltages. *Rev. sci. Instrum.* 19 (1948) Nr. 1, S. 40/42, 4 Abbildungen.

Vertauschen der Aufgaben von Gitter und Anode, hierbei können große negative Potentiale der Anode gemessen werden als eine Funktion des Gitterstromes. Verwendung für die Stabilisierung bis zu  $10^{13}$  Ohm. Meßinstrument mit nahezu linearer Skala von 0 bis 30 kV.

## Fotozellen, Fotoelektronik und Glühlampen

**621.888:585.215**

FEINSTEIN, S. A.: Fotoelektrischer Verstärker mit Sb-Cs-Katode. *J. Techn. Phys. USSR*, 18 (1948) S. 39/48.

**621.888:587.812.5**

POTAPENKO, I. R.: Struktur und Arbeitskennlinien von Silbersulfid-Fotoelementen. *J. Techn. Phys., USSR*, 18 (1948) Nr. 11, S. 1356/68.

## Röhrentechnik, Elektronenoptik

**621.885.029.64**

Bestell-Nr. 2121

GOUDET, G.: Les récents progrès des tubes amplificateurs pour ondes centimétriques. *Ann. Télécommun.* 3 (1948) Nr. 12, S. 445 bis 455, 7 Abbildungen.

Für Überlagerungsempfänger im Zentimeterwellen-Gebiet wird das Reflex-Klystron bevorzugt benutzt. Die auf dem Markt befindlichen Typen sind für Breitband-Verstärker kaum zu verwenden, da bei ihnen das Verhältnis von Modulations- zu Trägerfrequenz nur etwa 1:1000 betragen kann. Nach Diskussion der dem üblichen Klystron gesetzten Grenzen wird über Untersuchungen zum Bau eines Breitband-Klystrons berichtet, sowie über den 1944 von Kompfner angegebenen Wanderwellen-Verstärker. Ein Anhang bringt eine vereinfachte Theorie dieses Verstärkers.

621.385.15

Bestell-Nr. 1251

FARAGO, P. S.: Electron multiplier tube of large effective cathode surface area. *Nature, Lond.* 161 (1948) Nr. 4080, S. 60.

Mit Hilfe von Linsen wird das Elektronenbild einer großflächigen Katode auf die erste Vielfacher-Elektrode eines Sekundärelektronen-Verstärkers geworfen.

621.385.3.012.5

Bestell-Nr. 6036

ZEPLER, E. E. & HEKNER, J.: Triode interelectrode capacitances. *Wireless Engr.* 26 (1949) Nr. 2, S. 53/58, 12 Abbildungen.

Die Gitter-Katodenkapazität  $C_{gk}$  nimmt mit steigendem Anodenstrom stark zu, während die Gitter-Anodenkapazität  $C_{ga}$  gleichzeitig abnimmt; dabei ist die Abnahme von  $C_{ga}$  sehr viel geringer als die Zunahme von  $C_{gk}$ . Die Kapazitätsänderungen sind, bei gleichem Anodenstrom, um so größer, je niedriger die Anodenspannung ist. Während die Proportion zwischen  $\Delta C_{gk}$  bzw.  $\Delta C_{ga}$  und der Röhrensteilheit schlecht erfüllt ist, scheint eine gewisse Übereinstimmung des Verlaufes der Größe  $\Delta(C_{gk} + C_{ga})/\Delta C_{ga}$  mit dem Verlauf des Verstärkungsfaktors der Röhre vorzuliegen. Sowohl die Kapazitätsänderungen an sich als auch die erwähnte Übereinstimmung können aus Raumladungseffekten erklärt werden. Daß die Kapazitätsänderungen der Röhrensteilheit nur unvollkommen proportional sind, dürfte darauf zurückzuführen sein, daß in erster Linie nicht die Änderung des Anodenstromes, sondern die Änderung der Elektronendichte am Gitter die Kapazitätsänderung hervorruft. Je geringer die Elektronengeschwindigkeit am Gitter bei unveränderter Steilheit ist, um so größer wird die Kapazitätsänderung.

621.385.3.029.6: 621.396.615.17

NERGAARD, L. S., BURNSIDE, D. G. & STONE, R. P.: A development pulse triode for 200 kW output at 600 Mc/s. *Proc. Inst. Radio Engrs.* 36 (1948) Nr. 3, S. 412/416.

Verwendung von A-2212 (Triode) mit 200 kW und 600 MHz. Konstruktionseinzelheiten der Versuchsanordnung.

621.385.822.5

Bestell-Nr. 1182

LAPOSTOLLE, P.: Les accélérateurs d'électrons et de particules. *Rev. gén. Electr.* 57 (1948) Nr. 11, S. 473/479, 14 Abbildungen.

Zyclotron. Betatron. Synchrotron. Racetrack. Microtron.

621.385.831.029.6

● TOMNER, I. SIGVARD A.: The experimental development of travelling-wave tubes. *Göteborg* 1948. 22 S., 15 Abbildungen, 2,50 Kr.

621.385.832

Bestell-Nr. 6040

WHITE, W. G.: Cathode-ray tubes with post-deflection acceleration. *Electronic Engng.* 21 (März 1949) Nr. 253, S. 75/79, 8 Abbildungen.

Der Vorzug des Katodenstrahl-Oszillografen mit Nachbeschleunigung besteht in der erhöhten Fleckhelligkeit bei praktisch unveränderter Ablenkleistung für gleiche Ablenkwinkel. Durch die Störung der elektronenoptischen Abbildung durch die Nachbeschleunigungselektrode erfolgt eine geringe Herabsetzung der Ablenkempfindlichkeit (bei doppelter Nachbeschleunigungsspannung um das  $1\frac{1}{4}$ -fache, bei zehnfacher Nachbeschleunigungsspannung um das  $1\frac{1}{4}$ -fache). Die Fleckgröße nimmt im gleichem Maße ab und die relative Empfindlichkeit bleibt unverändert; jedoch ist die Verminderung des Durchmesser des unabgelenkten Bildflecks geringer als bei entsprechender Vergrößerung der Anodenspannung. Noch ungünstiger ist die Fleckschärfe der Nachbeschleunigungsröhre am Schirmrand, wenn man diese mit einer normalen Röhre entsprechend hoher Anodenspannung vergleicht.

## Fernmeldetechnik

621.385.833

Bestell-Nr. 1281

BRUCK, H., REMILLON, R., u. ROMANI, L.: L'aberration de l'objectif électrostatique à trou central ovalisé. *C. R. Acad. Sci., Paris* 226 (1948) Nr. 8, S. 650/652, 2 Abbildungen.

Versuche im elektrolytischen Trog mit dicken und dünnen Membranen. Einfluß der ovalen Ausbildung.

621.385.832

Bestell-Nr. 1315

BOYD, R. L. F.: Reproduction of photographically recorded oscillograph signals. *Nature, Lond.* 161 (1948) Nr. 4085, S. 227/229, 4 Abbildungen.

621.395.73.029.5:

Bestell-Nr. 6046

621.317.336

LEES, R. J., WESTCOTT, C. H. & KAY, F.: Transmission-line impedance measurement. *Wireless Engr.* 26 (März 1949) Nr. 306, S. 78/84, 12 Abbildungen.

Amplitude und Ort des Spannungsbauches der stehenden Welle auf symmetrischen

Speiseleitungen für Dezimeterwellen-Antennen können ohne Belastung der Speiseleitung durch einen auf der Speiseleitung verschiebbaren Lecher-Doppeldraht bestimmt werden, dessen Länge gleich  $\lambda/4$  und der an seinem Ende mit einem Bügel kurzgeschlossen ist. Die infolge der Selbstinduktion des Kurzschlußbügels an dessen Ende auftretende Potentialdifferenz wird mit einem Thermoelement oder einem Diodenvoltmeter verfolgt. Das Verfahren ist in einem Frequenzbereich von 100 bis 1000 MHz brauchbar, doch ergeben sich für die verschiedenen Frequenzgebiete andere zweckmäßige Ausführungsformen des Doppeldrahtansatzes.

**621.394:621.396.619.15**

DAVEY, J. R. & MATTE, A. L.: Frequency shift telegraphy radio and wire applications. *Bell Syst. techn. J.* 27 (1948) Nr. 2, S. 265/304.

**621.394.648**

Bestell-Nr. 5028

BENZ, F.: Über magnetische Verstärker. *Elektron, Linz* (1949) H. 3, S. 89/91, 100/101, 15 Abbildungen.

Zusammenfassende Darstellung, Grundlagen, Schaltungen und Anregungen.

**621.395.623.7:534.842**

HOPKINS, H. F. & STRYKER, N. R.: A proposed loudness-efficiency rating for loudspeakers and the determination of system power requirements for enclosures. *Proc. Inst. Radio Engrs.* 36 (1948) Nr. 3, S. 315/335, 33 Abbildungen, 3 Tabellen.

Frequenzspektren von Musik und Sprache. Lautstärkemessungen und Ausstrahlungsprobleme ergeben die Richtlinien für ein neues Verfahren, um Lautstärken vorauszusagen für verschiedene Räume.

**621.395.623.7**

Bestell-Nr. 1188

GUYOT, G.: Etude sur les haut-parleurs en régime transitoire. *Rev. gén. Electr.* 57 (1948) S. 245/253, 15 Abbildungen.

Verhalten bei rechteckigen Zeichen und Impulsen.

**621.395.625.3**

GOODELL, J. D.: Sound on tape. *Radio News (Radio Electronic Engng.)* 39 (1948) Nr. 2, S. 3/5, 20/21, 6 Abbildungen.

**621.395.625.3**

JACKSON, C. E.: Magnetic tape systems. *Radio News* 39 (1948) Nr. 2, S. 46, 110, 3 Abbildungen.

Beschreibung des Gerätes Brush-Soundmirror PK 401.

**621.395.625.3**

FRANK, R.: Understanding the wire recorder. *Radio News* 39 (1948) Nr. 2, S. 43, 152/153, 3 Abbildungen.

Grundlagen der Aufzeichnung auf Draht.

**621.395.625.3**

HICKS, L. S.: Basic amplifier for a wire recorder. *Radio News* 39 (1948) Nr. 2, S. 44/45, 169.

## Funktechnik

**621.396.11:551.510.535**

Bestell-Nr. 1323

ECKERSLEY, T. L.: Triple splitting of ionospheric rays. *Nature, Lond.* 161 (1948) Nr. 4094, S. 597/598.

**621.396.11.018.41**

Bestell-Nr. 1282

DECAUX, B.: Modification de la fréquence des ondes radio-électriques au cours de la propagation. *C. R. Acad. Sci. Paris* 226 (1948) Nr. 4, S. 328/329.

Aufnahme der Standardfrequenzen aus Washington in Frankreich. Schwankungen im Mittel bei 8mal  $10^{-8}$  und im Maximum bei 25mal  $10^{-8}$  bei den Frequenzen zwischen 5 und 30 MHz.

**621.396.11.018.41:551.557**

Bestell-Nr. 1280

JOUAUST, R.: L'influence du vent sur la fréquence des ondes radioélectriques. *C. R. Acad. Sci., Paris* 226 (1948) Nr. 4, S. 329/330.

Winde an der Grenze der Ionosphäre bewirken Frequenzänderungen.

**621.396.11:621.317.7**

Bestell-Nr. 1279

Automatic ionosphere recorder. *J. Franklin Inst.* 245 (1948) Nr. 2, S. 164/166.

Das Gerät wird vom National Bureau of Standards allen Beobachtungsstellen geliefert; es erlaubt die fortlaufende Aufzeichnung der Meßergebnisse über die Ionosphärenforschung und der kritischen Frequenzen. Der Sender liefert 1 MHz bis 25 MHz in Abständen von 7,5 Sekunden.

**621.396.11:551.5**

Bestell-Nr. 1226

SMITH-ROSE, R. L.: Meteorology and the propagation of radio waves. *Nature, Lond.* 161 (1948) Nr. 4082, S. 145/146.

Absorption von UKW durch atmosphärische Dämpfe. Störungen beim Radar-Empfang. Begriff der Standard-Atmosphäre.



**621.396.4 (78/79)**

SLEEPER, M. B.: 2 way radio has become a business need. *FM Television 8 (1948) Nr. 1, S. 17.*

Ausdehnung des ursprünglich nur für Kriegszwecke vorgesehen FM-betriebenen Wellenbandes zwischen 44 und 50 MHz für die Industrie.

**621.396.5:654**

Bestell-Nr. 1325

Communications systems. *FM Telev. 8 (1948) Nr. 1, S. 35/38.*

Teilnehmerverzeichnis. Anrufzeichen. Frequenzbänder der amerikanischen Funkstationen. Stand vom 1. 12. 1947.

**621.396.5:621.396.93**

Bestell-Nr. 1326

COTTRELL, B. P.: Selective calling for mobile telephone service. *FM Television 8 (1948) Nr. 1, S. 32/34, 5 Abbildungen.*

Verwendung von Codezeichen für den wahlweisen Anruf der auf Fahrzeugen, untergebrachten Empfangsstellen.

**621.396.64:621.385.011:**

Bestell-Nr. 6035

**621.396.62.22.07**

BROCKELSBY, C. F.: Negative feedback amplifiers. *Wireless Engr. 26 (1949) Nr. 2, S. 43/49, 7 Abbildungen.*

Die Frequenzkurve eines mehrstufigen gegengekoppelten Verstärkers bekommt an der oberen Frequenzgrenze eine Spitze, wenn die Gegenkopplung einen gewissen, recht kleinen Betrag überschreitet. Bei Verstärkern mit drei und mehr Stufen kann sogar Selbst-erregung eintreten. Werden die Bandbreiten der einzelnen Verstärkerstufen aber nach einfach zu berechnenden Gesetzmäßigkeiten verschieden gemacht, ohne die Gesamtbandbreite des Verstärkers zu ändern, so kann man eine vollkommen flache Frequenzkurve ohne Spitzen bis nahe an die obere Grenzfrequenz erhalten. Die Verteilung der Bandbreiten auf die einzelnen Stufen des Verstärkers ist eine einfache Funktion der Gegenkopplung. Die Messungen an R-C-gekoppelten Verstärkern bestätigen die Theorie ausgezeichnet, die aber auch für bandfiltergekoppelte Verstärker gilt.

**621.396.645**

Bestell-Nr. 1203

KEROES, HERBERT: A 2-tube phono amplifier. *Radio News 39 (1948) Nr. 5, S. 45, 154, 2 Abbildungen.*

Verwendung von 1 L 4 und 3 Q 4 in Verbindung mit jedem Kristall-Tonabnehmer.

**621.396.67.062:**

**621.315.212.2**

Bestell-Nr. 6042

ATTREE, V. H.: Reducing the effect of capacitance in screened cable. *Electronic Engng. 21 (März 1949) Nr. 253, S. 100, 1 Abbildung.*

Die schädliche Kapazität eines abgeschirmten Kabels zwischen einem Tonfrequenzgenerator mit hohem inneren Widerstand (Fotozelle, Kristalltonabnehmer) und Verstärker kann erheblich vermindert werden, wenn man ein Kabel mit zwei konzentrischen, gegeneinander isolierten Abschirmungen verwendet und dieses verstärkerseitig so an einen Katodenverstärker anschließt, daß der Innenleiter am Gitter, die innere Abschirmung am katodenseitigen Ende, die äußere Abschirmung am geerdeten Ende des Katodenwiderstandes liegt. Die schädliche Kapazität wird dann um das (1-m)-fache herabgesetzt ( $m$  = Verstärkung des Katodenverstärkers). Kabel mit zweifacher Abschirmung kann man selbst herstellen, indem man ein abgeschirmtes Isolierrohr über ein normales abgeschirmtes Kabel zieht.

**621.396.68.027.3.029.6**

Bestell-Nr. 1256

MATHERS, GEORGE W. C.: Some additions to the theory of radio-frequency high-voltage supplies. *Proc. Inst. Radio Engrs. 37 (1949) Nr. 2, S. 199/206, 11 Abbildungen.*

Die Erzeugung von Spannungen zwischen 5000 und 30000 Volt bei Leistungen von 2 bis 20 Watt sind von den Oszillografen und Fernscheinrichtungen bekannt. Vorstehende Arbeit zeigt einen Schwingungskreis für die Analyse und den Entwurf von Hochspannungsstromquellen.

**621.396.7:621.397.2**

HOTINE, L.: Engineering arrangements for broadcasting the Royal wedding. *BBC Quart. 3 (1948) Nr. 1, S. 52/58.*

**621.396.712 (74/78)**

Bestell-Nr. 1258

THAYER, G. N., ROETKEN, A. A., FRIIS R. W. & DURKEE, A. L.: A broad-band microwave relay system between New York and Boston. *Proc. Inst. Radio Engrs. 37 (1949) Nr. 2, S. 183/188, 10 Abbildungen.*

Beschreibung der kürzlich fertiggestellten NKW-Verbindung New York-Boston, die eine Zweigeinrichtung mit je zwei Kanälen darstellt. Jeder Kanal kann die Bänder von 30 Hz bis 4,5 MHz übertragen. Es lassen sich mehrere hundert Fernsprechverbindungen oder ein Fernschweg darin unterbringen. Besondere Beachtung wurde der Durchbildung



unbesetzter Relaisstationen zugebilligt. Die Strecke führt über Jackie Jones Mt, Birch Hill, Spindle Hill, John Tom Hill (bei Hartford), Bald Hill, Asnebumskt Mt bei Worcester, Bear Hill nach Boston. Durchschnittlicher Abstand der Verstärker 27,5 Meilen; Grenze liegt bei 35 Meilen. Turmhöhe 60 Fuß. Vorarbeiten für die Standorte der Türme: Geländeverbesserung und Erprobung durch Versuchsgeräte. Bereich um 4000 MHz erwies sich als besonders brauchbar. Relaisstationen für den Bereich von 1000 bis 10000 MHz, um den Fernbetrieb zu ermöglichen. Tiefe Frequenzen ließen sich mit schlechterem Wirkungsgrad übermitteln. Verstärker: Breitband-Verstärker für AM- und FM-Träger oder Impulsendungen. Ankommende Zeichen werden auf 65 MHz gebracht, dann in den Mikrowellenbereich umgewandelt und verstärkt. Eingehende Beschreibung aller Einzelteile.

## Sender

**621.396.61**

Bestell-Nr. 6057

PRESSEY, B. G.: H. F. transmitter for d. f. measurements. *Wireless Engr.* 26 (1949) Nr. 307, S. 124/128, 3 Abbildungen.

Der gesamte Sender, einschließlich Batterien, ist in einem kleinen Metallgehäuse untergebracht, an dem eine um eine waagerechte Achse drehbare Rahmenantenne montiert ist. Der Sender, der auf einem Holztrumpf untergebracht ist und vom Erdboden aus bedient werden kann, erfaßt einen Frequenzbereich von 3 bis 20 MHz und kann durch entsprechende Drehung des Rahmens Felder beliebiger, aber genau definierter Polarisationsrichtung erzeugen. Die Anlage ist in erster Linie zur Bestimmung der Polarisationsfehler von Peilantennen gedacht.

**621.396.611:621.315.212.029.64**

Bestell-Nr. 2063

BERNIER, J.: Sur l'excitation et le couplage des cavités électromagnétiques. *Ann. Radio-electr.* 4 (1949) Nr. 15, S. 3/11, 4 Abbildungen.

Ausgehend von den Maxwell'schen Gleichungen behandelt Verfasser die Anregung und Kopplung von Hohlraum-Schwingkreisen. Im ersten Teil werden zusammenfassend kurz die wichtigsten Eigenschaften der Hohlraum-Resonatoren besprochen. Der zweite Teil behandelt die Kopplung von Hohlräumen mit einer stromdurchflossenen Schleife oder Sonde, die Anregung durch einen Elektronenstrahl und die Kopplung durch eine Öffnung. Die Formeln werden möglichst in eine Form ge-

bracht, die eine numerische Auswertung gestattet.

**621.396.611.4:621.396.62**

Bestell-Nr. 2128

WEEL, A. van: A new principle for transceivers. *Philips Res. Rep.* 3 (1948) S. 361/370, 7 Abbildungen.

Durch Umschaltung von Senden auf Empfang und umgekehrt mit einer über dem Hörfrequenzbereich liegenden Frequenz läßt sich auf einer einzigen Frequenz ein Gegensprechverkehr durchführen. Es wird ein derartiges System beschrieben, das die Stabilisierung der Sendefrequenz und der Oszillatorfrequenz des Empfängers mit einem Hohlraum-Resonator gestattet.

**621.396.615.1.001**

Bestell-Nr. 4002

LAPORTE, H.: Über die Erzeugung und Anwendung einzelner gedämpfter Schwingungen mittlerer Frequenz. *Das Elektron* 3 (1949) H. 3, S. 124/126.

Auf Grund jahrelanger systematischer Versuche ist es dem Verfasser gelungen, einzelne gedämpfte Schwingungen — entgegen der herrschenden Meinung — auf Spulen zu übertragen, die vollkommen von Stahl umgeben waren. 5 Impulse je sec wurden dabei praktisch verwendet, für Laboratoriumsversuche 20; Spulen von 8 bis 300 mm  $\varnothing$  wurden untersucht. Die auftretenden Frequenzen lagen zwischen 1 und 7 kHz. Selbst in Stahlrohre von 50 mm Wandstärke konnte die Schwingungsenergie eines Impulses übertragen werden.

**621.396.615.17**

Bestell-Nr. 6055

RAMSAY, H. T.: Grid current with RC coupling. *Wireless Engr.* 26 (1949) Nr. 307, S. 113 bis 118, 11 Abbildungen.

Ein Kennzeichen, das allen Multivibrator-schaltungen zur Erzeugung von Rechteckspannungen gemeinsam ist, besteht darin, daß während eines Teiles der Periode in den Multivibratorröhren ein Gitterstrom fließt, der in dem Kopplungskondensator eine Gegen-spannung hervorruft und die untere Frequenzgrenze bestimmt. Dadurch wird die für eine gewünschte Frequenz der Rechteckspannung erforderliche Mindestkapazität des Kopplungskondensators festgelegt. Die günstigsten Werte für den Kopplungskondensator und die Kopplungswiderstände werden berechnet.

**621.396.615.1**

Bestell-Nr. 2101

BRILLOUIN, L. u. ISKENDERIAN, H. P.: Thermomagnetic generator. *Electr. Commun.* 21 (1948) Nr. 3, S. 300/311, 8 Abbildungen.

**621.396.615.14**

LEVITAS, D. M. u. MIGULIN, V. V.: Theorie des Sperrschwingers. *J. Techn. Phys. USSR* 17 (1947) S. 1171/1180.

**621.396.615.143**

Bestell-Nr. 2124

IPEREN, B. B. van: On the generation of electromagnetic oscillations in a spiral by an axial electron current. *Philips Res. Rep.* 4 (1949) Nr. 1, S. 20/30, 4 Abbildungen.

Durchläuft ein Elektronenstrahl die Achse einer Spule, dann können in ihr Schwingungen sehr hoher Frequenz angeregt werden. Für einen derartigen Oszillator wird eine Theorie entwickelt und die Beschleunigungsspannung für die Erzielung größter Amplituden berechnet. Vergleich der Theorie mit Versuchsergebnissen.

**Modulation****621.396.619.029.64**

Bestell-Nr. 2105

SCHWARTZ, E.: Zum Vergleich zwischen Amplituden- und Frequenzmodulation im Ultrakurzwellenrundfunk. *Fernmeldetechn. Z* 2 (1949) Nr. 3, S. 73/75.

**621.396.619.13**

Bestell-Nr. 6050

JOHNSON, K. C.: Single-valve frequency-modulated oscillators. *Wireless Wld.* 55 (1949) Nr. 4, S. 122/123, 5 Abbildungen.

Legt man die Modulationsspannung an das Bremsgitter einer Pentode, so wird der hochfrequente Anodenwechselstrom  $i_a$  im Takte der Modulationsspannung durch die Stromverteilungssteuerung variiert, während der Katodenstrom  $i_k$  unverändert bleibt. Schaltet man in die Katodenleitung eine Selbstinduktion  $L$  und leitet den Anodenstrom durch eine Spule, die gegenüber  $L$  die Gegeninduktivität  $M$  hat, so ist die wirksame Impedanz der Katodenleitung gleich  $(L + M \cdot i_a / i_k)$ . Ist  $M$  negativ und größer als  $L$ , so kann die Impedanz zwischen Null und  $L$  variiert werden. Ist  $L$  die Selbstinduktion eines Reihen-Resonanzkreises in der Katodenleitung der gleichzeitig als Oszillator arbeitenden Pentode, so ist auf diese Weise eine Frequenzmodulation von  $\pm 15\%$  bis zu Frequenzen von 10 MHz möglich.

**621.396.619.13**

Bestell-Nr. 6061

JOHNSON, K. C.: Single-valve frequency-modulated oscillators. *Wireless Wld.* 55 (1949) Nr. 5, S. 168/170, 2 Abbildungen.

Erörterung des Prinzips und der praktischen Schaltung eines frequenzmodulierten Oszilla-

tors, bei dem die Schwingröhre gleichzeitig die Frequenzmodulation durch Steuerung der Stromverteilung und der Induktivität der Schwingkreisspule herbeiführt. Es wird ein gewobelter Oszillator mit einer Mittelfrequenz von 1 MHz und einem Frequenzhub von  $\pm 20$  kHz zum Abgleich von FM-Empfängern beschrieben.

**Empfänger****621.396.62 + 621.396.93**

Bestell-Nr. 2097

FIELDING, E. C.: Aircraft radio communication set A. R. I. 5272. *Electr. Commun.* 25 (1948) Nr. 3, S. 244/255, 14 Abbildungen.

Beschreibung des komb. Sende-Empfangsgeräts. Sender und Empfänger arbeiten an gemeinsamer Antenne auf der gleichen Kanalfrequenz im Bereich von 115...145 MHz. Senderleistung 3,5 W.

**621.396.625.2**

Bestell-Nr. 2058

ALDOUS, D. W.: American microgroove records. *Wireless Wld.* 55 (1949) Nr. 4, S. 146 bis 148, 2 Abbildungen, 1 Tabelle.

Technische Angabe über die von COLUMBIA entwickelte neue Langspielplatte.

**621.396.61**

WEBSTER, W. M., EBERHARD, E. u. BARTON, L. E.: Some novel circuits for the three-terminal semiconductor amplifier. *RCA-Rev.* 10 (März 1949) Nr. 1, S. 5/16.

Verschiedene Schaltmöglichkeiten für den Transistor werden erörtert, wobei wahlweise die positive oder die negative Elektrode oder der Kristallträger als Verstärkereingang benutzt wird. Kombinationsmöglichkeiten dieser Schaltungen und Anwendung als Schwingungserzeuger.

**621.396.645.31.029.63/4**

Bestell-Nr. 2068

DÖHLER, O., KLEEN, W. u. PALLUEL, P.: Les tubes à propagation d'onde comme oscillateurs à large bande d'accord électronique. *Ann. Radioélectr.* 4 (1949) Nr. 15, S. 68/75, 3 Abbildungen.

**621.396.662.078 + 621.396.619.13: 621.3.052.7**

Bestell-Nr. 2059

THINIUS, E. u. SCHULZ, O.: Automatische Scharfabstimmung und Nachlaufsteuerung beim Empfang frequenzmodulierter Schwingungen. *Fernmeldetechn. Z.* 1 (1948) Nr. 9, S. 225/226, 6 Abbildungen.

Mit einer gemischten Gleich- und Wechselspannungsmodulation unter Zufügung einer

Austastfrequenz, die oberhalb des Bandes der Modulierungsfrequenz liegt, wird erreicht, daß außer der Modulation eine Festfrequenz übertragen wird, die zur Nachlaufsteuerung bei frequenzmodulierten Schwingungen dienen kann.

## Antennen

**621.396.677:621.396.933** Bestell-Nr. 2092  
WESTCOTT, C. H. u. GOWARD, F. K.: The design of wide-band aerial elements for 500—600 Mc/s ground Radar. *Proc. Inst. electr. Engrs.* 96 (1949) Nr. 39, S. 41/51, 20 Abbildungen.

**621.396.677.5** Bestell-Nr. 2086  
FISHENDEN, R. M. u. WIBLIN, E. R.: Design of Yagi aerials. *Proc. Inst. electr. Engrs.* 96 (1949) Nr. 39, S. 5/12, 11 Abbildungen.

Zusammenfassender Bericht über Arbeiten des Telecommunications Research Establishment aus den Jahren 1938/42 über Berechnung und Anwendung von Yagi-Antennen. Für einen Strahler gegebener Charakteristik werden Berechnungsunterlagen angegeben. Die Vorteile und Grenzen von Vielfach-Yagi-Strahlern werden untersucht.

**621.396.812.5** Bestell-Nr. 2050  
SIEDENTOPF, H.: Zur Entstehung des Mögel-Dellinger-Effekts. *Naturwiss.* 35 (1948) Nr. 9, S. 283.

Annahme der Entstehung einer Röntgenstrahlung im Gebiet unter 10 AE durch die Sonneneruption in der Chromosphäre oder Korona. Diese Strahlung hat die für den Mögel-Dellinger-Effekt erforderliche Eigenschaft, in Höhen um 60 bis 70 km ionisierend zu wirken und die höheren Schichten im wesentlichen unbeeinflusst zu lassen.

**621.396.822:621.385.5** Bestell-Nr. 2131  
ZIEL, A. van der u. VERSNEL, A.: Measurement of noise factors of pentodes at 7,25 m wavelength. *Philips Res. Rep.* 3 (1948) S. 121 bis 129, 5 Abbildungen.

Es wird der Rauschpegel als Funktion des transformierten Antennenwiderstandes gemessen und mit der Theorie verglichen. Theoretisch kann das im Gitterkreis auftretende Rauschen durch einen Katodenwiderstand von 30 Ohm geschwächt werden, jedoch heben andere Effekte diese Schwächung wieder auf. Ebenso erhöht die Induktivität der Katodenleitung in vielen Fällen den Rauschpegel.

Diese Wirkung kann mit einem Kondensator durch Ausnutzung der Serienresonanz ausgeglichen werden. Zum Schluß wird der Einfluß innerer Kopplungen untersucht und gezeigt, daß dadurch ebenfalls ein Anstieg des Rauschpegels auftreten kann.

**621.396.828** Bestell-Nr. 2061  
SCHOLZ, W.: Neue Aufgaben der Funk-Entstörung. *Fernmeldetechn. Z.* 1 (1948) Nr. 9, S. 233/236.

**621.396.828:359.4** Bestell-Nr. 2085  
HUNTER, A.: Suppression of electrical interference to high-frequency apparatus in Naval vessels. *Proc. Inst. electr. Engrs.* 96 (1949) Nr. 40, S. 159/165, 13 Abbildungen.

Maßnahmen zur Entstörung elektrischer Geräte an Bord von Schiffen unter Berücksichtigung der während des Krieges in Deutschland gemachten Erfahrungen.

**621.396.677**  
WILMOTTE, R. M.: Note on practical limitations in the directivity of antennas. *Proc. Inst. Radio Engrs* 36 (1948) Nr. 7, S. 878.

**621.396.679.4**  
HORMUTH, W.: Störrarmer Empfang durch Antennen mit geschirmter Niederführung. *Frequenz* 3 (1949) H. 3, S. 61/73, 21 Abbildungen.

Zusammenfassende Darstellung des Problems „störrarmer“ Empfangs mit Hilfe von Antennen mit abgeschirmter Zuführung zum Empfänger unter besonderer Berücksichtigung des Problems „Gemeinschaftsempfängeranlagen“.

**621.396.672** Bestell-Nr. 6039  
WOONTON, G. A., HAY, D. R., u. VOGAN, E. L.: An experimental investigation of formulas for the prediction of horn radiator patterns. *J. appl. Phys.* 20 (1949) Nr. 1, S. 71/78, 6 Abbildungen.

Die von einem Hornstrahler ausgehende Kugelwelle hat ihren scheinbaren Ursprung im Schnittpunkt der schrägen seitlichen Hornwände. Das Wellenfeld vor der Öffnung des Horns hat daher das gleiche Aussehen wie das Beugungsfeld, das ein von rückwärts durch eine punktförmige Lichtquelle beleuchteter rechteckiger Spalt in einem unendlich ausgedehnten undurchsichtigen Schirm erzeugt. Der Unterschied zu dem optischen Problem besteht nur in der Wellenlänge und



in der nicht gleichförmigen Feldstärke in der Schirmöffnung. Die Kirchhoffsche Beugungsformel und die von Stratton und Chu verbesserte Form dieser Beugungsformel, die auf die ungleichförmige Feldstärke in dem Spalt Rücksicht nimmt, gestatten daher eine Berechnung des Strahlungsdiagramms. Der Vergleich mit den experimentell gewonnenen Diagrammen zeigt, daß die auf diese Weise errechneten Diagramme das Wellenfeld in der Ebene innerhalb eines Winkels von  $\pm 20^\circ$  und von einer Entfernung von 30 cm vor der Hornöffnung an befriedigend, in der H-Ebene nicht ganz so gut wiedergeben.

## Anwendungen der Funktechnik

**621.396.93** Bestell-Nr. 2099

STRONG, C. E.: Position-finding by radio: first thoughts on the classification of systems. *Electr. Commun.* 25 (1948) Nr. 3, S. 278/285, 7 Abbildungen.

Vorschlag einer systematischen Ordnung der verschiedenen Methoden der Funk-Navigation.

**621.396.933:621.385.38**

WITTENBERG, Hubert H.: Thyratrons in radar modulator service. *RCA-Rev.* 10 (März 1949) Nr. 1, S. 116/133.

Verwendung von Thyratrons zur Impulssteuerung von Radargeräten.

**621.396.933** Bestell-Nr. 2122

DAVID, P.: Les progrès de la radio-navigation. *Ann. Télécommun.* 3 (1948) Nr. 11, S. 375/390, 12 Abbildungen.

Nach allgemeinen Ausführungen über die an die Funknavigation für die verschiedensten Zwecke zu stellenden Anforderungen werden die wichtigsten Methoden und Verfahren gegenübergestellt; dabei werden auch einige der in Deutschland entwickelten Verfahren (Y, Bernhardt) berücksichtigt.

**621.396.933.23** Bestell-Nr. 2132

NIESSEN, K. F.: Indication of landing courses independent of weather conditions. *Philips Res. Rep.* 3 (1948) S. 130/139, 13 Abbildungen.

Methode zur Anzeige von Landebahnen mit geringem Neigungswinkel, die unabhängig von Änderungen der elektrischen Eigenschaften des Erdbodens ist. In einer durch zwei Antennensysteme gegebenen Vertikalebene

wird die Landebahn durch ein zweites Senderpaar angezeigt, die in gleicher oder verschiedener Höhe über dem Erdboden angeordnet sind.

## Fernsehen, Bildübertragung

**621.397.61(083.74)**

KELL, R. D. u. FREDENDALL, G. L.: Standardization of the transient response of Television transmitters. *RCA-Rev.* 10 (März 1949) Nr. 1, S. 17/34.

Der Vorschlag der Verfasser für eine zusätzliche Festlegung von Normen für Fernsehsender bezieht sich auf die zulässigen Frequenz- und Phasenfehler. Zur einheitlichen Bewertung und Überwachung der Sender soll die Verzerrung eines Einheitsspannungssprunges benutzt werden, da aus der Wiedergabe des Spannungssprunges die Eigenschaften des Senders hervorgehen und da es möglich ist, durch Kompensationseinrichtungen die Abflachung des Spannungsanstieges in bestimmten vorgeschriebenen Grenzen zu halten. Auch die Übertragung der niederen Frequenzen soll in ähnlicher Weise durch die Umformung einer Rechteckwelle überwacht werden.

**621.397.62.015.33**

GOODALE, E. DUDLEY u. KENNEDY, RALPH C.: Phase and amplitude equalizer for television use. *RCA-Rev.* 10 (März 1949) Nr. 1, S. 35/42.

Eine Ausgleichsschaltung zur Verringerung von Phasen- und Amplitudenfehlern in Fernsehübertragungsanlagen soll die Bildqualität verbessern. Der Einfluß dieser Schaltung auf die Wiedergabe eines Einheitsspannungssprunges wird untersucht.

**621.397.62+621.385.832**

STEIER, H. P., KELAR, J., LATTIMER, C. T. u. FAULKNER, R. D.: Development of a large metal kinescope for television. *RCA-Rev.* 10 (März 1949) Nr. 1, S. 43/58.

Eine Katodenstrahlröhre mit 40 cm Schirmdurchmesser wird von RCA als Metallröhre hergestellt. Der Schirm besteht aus flachgewölbtem Fensterglas von 4,7 mm Stärke, der Konus aus einer Chromlegierung SAE Type 446, der Hals aus Bleiglas. Die Röhre enthält eine Ionenfalle mit gemischter magnetischer und elektrostatischer Ablenkung des Strahles und magnetischer Rücklenkung in die Strahlachse. Die Zeitablenkung und Konzentrierung erfolgt vollmagnetisch.



**621.397.62 + 621.396.8 + 629.135**

Bestell-Nr. 6052

COOPER, A. H.: Television interference by aircraft. *Wireless Wld.* 55 (1949) Nr. 4, S. 142 bis 145, 5 Abbildungen.

Durch die Überlagerung der direkten Strahlung und der an dem Körper eines Flugzeuges reflektierten Strahlung entstehen auf dem Schirm des Bildempfängers Helligkeitsschwankungen, deren Frequenz von der Geschwindigkeit, Entfernung, Flugrichtung usw. des Flugzeuges abhängt, aber durchweg unterhalb von 25 Hertz liegt. Die unangenehme Wirkung dieser durch Flugzeuge verursachten Störung kann daher stark vermindert werden, wenn man zwischen Bildempfänger und Bildröhre ein Filter vorsieht, das die Frequenzen zwischen 1 und 25 Hertz herauschneidet, ohne die Gleichstromkopplung zu beseitigen.

**621.397.8**

Bestell-Nr. 2057

COOPER, A. H.: Television interference by aircraft. *Wireless Wld.* 55 (1949) Nr. 4, S. 142 bis 145, 5 Abbildungen.

Untersuchungen der durch Reflexion an Flugzeugen auftretenden Interferenzerscheinungen beim Fernsehempfang. In Kurven wird die Frequenz der entstehenden Interferenzen für verschiedene Flugrichtungen zur Verbindungslinie Sender—Empfänger in Abhängigkeit von dem Zeitpunkt der größten Annäherung ab dargestellt.

**621.398**

BOND, DONALD S. u. DUKE, VERNON J.: Ultrafax. *RCA-Rev.* 10 (März 1949) Nr. 1, S. 99/115.

Ein Faksimile-Übertragungsverfahren höchster Geschwindigkeit mit einer Trägerwelle von 7000 MHz, bei einer Bandbreite von 4 bis 6 MHz, verwendet auf der Sendeseite einen Lichtstrahlabtaster mit Katodenstrahlröhre und auf der Empfangsseite einen fotografischen Film, der vom Leuchtfleck einer Katodenstrahlröhre belichtet und anschließend in 45 Sekunden entwickelt und fixiert wird. 500000 Worte können pro Minute übertragen werden.

**621.398:621.316.726**

Bestell-Nr. 2106

ROHDE, L. u. LEONHARDT, R.: Fernsynchronisierung mit Normalfrequenz. *Fernmelde techn. Z.* 2 (1949) Nr. 3, S. 85/90, 11 Abbildungen.

Für Synchronisierungszwecke der verschiedensten Art wird vorgeschlagen, die

Bezugsfrequenz nicht in jedem Fall getrennt zu übertragen, sondern eine einzige Normalfrequenz in einem weiten Gebiet derart zu verteilen, daß ein Anschluß an diese mit geringem Aufwand möglich wird. Beschreibung der Synchronisierungsverfahren und der Durchführung der Normalfrequenzverteilung.

**621.397.62**

Bestell-Nr. 400

SCHRÖTER, F.: Speicherbild- und Differenzbild-Fernsehen. *Das Elektron* 3 (1949) H. 3, S. 89/95.

Nach einer kurzen Übersicht über die verschiedenen Verfahren zur Speicherung von Fernsehbildern geht der Verfasser auf das von ihm entwickelte Differenzbild-Fernsehen ein. Es ermöglicht neben völliger Flimmerfreiheit der Bilder (bei nur etwa 16 Bildwechseln/sec gegenüber 25 z. Zt) eine starke Einschränkung des nötigen Frequenzbandes (auf etwa  $\frac{1}{8}$ ) und die Umwandlung auf andere Bildwechsel- und Zeilenzahlen. Der Grundgedanke ist der, daß an Stelle des Gesamtbildes jeweils nur Bildpunkte übertragen werden, die ihren Helligkeitswert geändert haben.

## Verschiedenes

**616.085**

Bestell-Nr. 6031

SNEATH, O. B. u. MAYER, E. G.: Electro-medical stimulators. *Wireless Wld.* 55 (1949) Nr. 4, S. 129/132, 4 Abbildungen.

Multivibrator- und Miller-Integrator-Schaltungen dienen zur Erzeugung von Rechteckimpulsen in den neuen Geräten zur Diagnose und Physiotherapie. Die Impulslängen können zwischen  $10^{-1}$  und  $10^{-5}$  Sekunden eingestellt werden; die Impulsfrequenz ist entweder 1 oder 50 Hertz.

**681.84:621.395.625.2**

Bestell-Nr. 2084

WILLIAMS, F. E.: The design of balanced armature cutter-head for lateral-cut disc recording. *Proc. Inst. electr. Engrs.* 96 (1949) Nr. 40, S. 145/158, 26 Abbildungen.

Berechnungsgang für eine magnetische Schneiddose (Seitenschrift) bei Berücksichtigung der Eigenschaften des schwingenden und des elektromagnetischen Systems.

**355.5:621.396.938**

Bestell-Nr. 2078

DUMMER, G. W. A.: Aids to training-The design of Radar synthetic training devices for the R.A.F. *Proc. Inst. electr. Engrs.* 96 (1949) Nr. 40, S. 101/116, 12 Abbildungen.

# ZEITSCHRIFTENAUSLESE

des In- und Auslandes

AUGUST 1949

FUNK  
UND  
TON

Um dem derzeitigen Mangel an ausländischen Zeitschriften zu begegnen, können von den mit Bestell-Nr. versehenen Referaten in beschränktem Umfang Fotokopien zum Preise von 1,- DM je Seite und Porto zur Verfügung gestellt werden

## Mathematik

512.83 + 521.831

● SCHMEIDLER, W.: Vorträge über Determinanten und Matrizen mit Anwendungen in Physik und Technik. Berlin: Akademie-Verlag 1949, 155 S., 10,00 DMO.

Grundlagen der Determinanten- und Matrizen-theorie. Rechnungsmethoden der praktischen Mathematik. Stabilitätskriterien. Anwendungen auf Differentialgleichungssystemen mit konstanten und mit variablen, insbesondere mit periodischen Koeffizienten. Zahlreiche Übungsbeispiele.

## Physik

53

● BUCHWALD, EBERHARD, Symbolische Physik. Berlin: Schiele u. Schön, Berlin 1949, 88 S., 3,00 DMW.

Was heißt und zu welchem Ende studiert man Physik? Dank an Ludwig Klages. Mechanik als Symbol. Physik um Christian Morgenstern.

531.764.5

MARRISON, W. A.: The evolution of the quartz crystal clock. *Bell Syst. techn. J.* 27 (Juli 1948) Nr. 3, S. 510/588, 35 Abbildungen. Geschichte der Quarzuhren. Zeitmessung seit dem Altertum. Elektrische Schwingen. Quarzschwinger. Frequenzteiler. Temperaturkoeffizient von Quarz. Messungen großer Genauigkeit. Verwendung.

537.311.62

Bestell-Nr. 4001

NIESSEN, K. F.: Anomalous skin impedance as a function of the field strength. *Philips Res. Rep.* 4 (1949) S. 143/153.

Hauteffekt eines Metalls hoher Leitfähigkeit für den Fall eines starken, hochfrequenten Feldes. Man geht dabei von Pippards ursprünglicher Annahme aus, daß die Elektro-

nen in die und aus der Oberfläche nur in senkrechter Richtung ein- bzw. austreten. Die Krümmung des durchschnittlichen Elektronenweges im inneren Feld wird auf eine vereinfachte Weise behandelt. Daraus läßt sich eine Abhängigkeit des anomalen Hauteffektes von der Feldstärke ableiten, nämlich eine Abnahme des spez. Widerstandes und eine Zunahme der Reaktanz für eine wachsende Amplitude des elektrischen Feldes auf der Oberfläche.

538.56:621.317.35.001.1

SCHELKUNOFF, S. A.: Methods of electromagnetic field analysis. *Bell Syst. techn. J.* 27 (Juli 1948) Nr. 3, S. 487/509, 9 Abbildungen. Mathematische Analyse der Schwingungen und der elektromagnetischen Wellen. Gemeinsame Punkte der Feldtheorie und der Leitungstheorie. Verhältnisse in Wellenleitern.

## Akustik

534.5(091)

Bestell-Nr. 4006

BODE, H.: Die elektrischen Musikinstrumente. *Das Elektron* 3 (1949) H. 5, S. 193/200. Übersicht über die Versuche der elektrischen Musikerzeugung vom „Telharmonium“ (1897) bis zum diesjährigen „Melochord“; Schaltprinzipien der einstimmigen Instrumente. Die Behandlung der mehr- und vollstimmigen Instrumente ist einem späteren Teil vorbehalten.

534.84

● CREMER, LOTHAR: Die wissenschaftlichen Grundlagen der Raumakustik. Band 1. Geometrische Raumakustik. *S. Hirzel: Stuttgart* 1948, 170 S., 70 Abbildungen, 8,40 DM (Physik und Technik der Gegenwart, Abteilung Akustik).

Allgemeine physikalische Eigenschaften des Schalles. Geometrische Gesetze der Schall-

ausbreitung. Ebene Spiegelung. Gekrümmte Wandflächen. Flüstergalerien. Echo. Psychologische Bewertung des reflektierten Schalles. Ohr. Geometrische Lenkung des nützlichen Schalles. Die künstliche Schallverstärkung (durch Lautsprecheranlagen). Modellversuche. Der Schluckgrad.

**534.843/846**

Bestell-Nr. 6081

WINTERGERST, E.: Gerichtete Sprache in der Raumakustik. *Z. Phys.* 1 (1949) H. 8, S. 374/377, 6 Abbildungen.

In Räumen mit großer Nachhalldauer kann die Silbenverständlichkeit verbessert werden, wenn man die Sprache mit Richtwirkung in die Zuhörerschaft strahlt. Das kann durch Reflektoren in der Nähe des Redners oder durch mehrere auf einer Fläche angeordnete Lautsprecher, die gleichphasig erregt werden, geschehen. Es läßt sich eine Beziehung ableiten, der man entnehmen kann, um welchen Faktor man die den Zuhörern unmittelbar erreichende Schallintensität verstärken muß, wenn der einer noch gerade zulässigen Nachhalldauer entsprechende Schluckgrad des Raumes um einen bestimmten Betrag vermindert wird. Die Verstärkung kann sowohl durch Raumgestaltung, durch welche Schallenergie mit geringem Umweg in die Zuhörer reflektiert wird, als auch durch Bündelung erzielt werden.

**534.86:534.322.1**

Bestell-Nr. 1373

CHINN, H. A., u. EISENBERG, P.: Influence of reproducing system on tonal-range preferences. *Proc. Inst. Radio Engrs.* 36 (1948) Nr. 5, S. 572/580.

**534.75**

Bestell-Nr. 2108

BEKESY, G. v. u. ROSENBLITH, W. A.: The early history of hearing. *J. acoust. Soc. Amer.* 20 (1948) Nr. 6, S. 727/748, 19 Abbildungen, umfangreiches Literaturverzeichnis.

**534.78**

Bestell-Nr. 2111

RUDMOSE, H. W., CLARK, K. C., CARLSON, F. D., EISENSTEIN, J. C. u. WALKER R. A.: The effect of high altitude on the threshold of hearing. *J. acoust. Soc. Amer.* 20 (1948) Nr. 6, S. 766/770, 5 Abbildungen.

Messung der Hörschwelle bei Unterdruckversuchen bis ca. 10 km Höhe.

**534.782**

Bestell-Nr. 2107

MEYER-EPPLER: Synthetische Sprache. *Fernmeldetechn.* 2. a (1949) Nr. 3, S. 91/93, 4 Abbildungen.

**534.79**

Bestell-Nr. 2110

HIRSH, I. J. u. POLLACK, I.: The role of interaural phase in loudness. *J. acoust. Soc. Amer.* 20 (1948) Nr. 6, S. 761/766, 5 Abbildungen.

Untersuchungen über die Bedeutung des interauralen Phasenwinkels für das Lautstärkeempfinden bei Vorhandensein eines Störpegels.

**534.851**

Bestell-Nr. 2119

PEARSON, H. A., CARLISLE, R. W. u. CRAVIS, H.: Vibrators for measurement of response and compliance of phonograph pickups. *J. acoust. Soc. Amer.* 20 (1948) Nr. 6, S. 830/833, 7 Abbildungen.

## Elektrotechnik

**621.819.4**

● NOTTEBROCK, HEINRICH: Bauelemente der Nachrichtentechnik. Teil I. Kondensatoren. Berlin: Schiele u. Schön 1949, 172 S., 116 Abbildungen, 6,40 DM (Frequenz-Bücherei, herausgegeben von Dr. Gerhard Michel).

Allgemeines. Kondensatoren mit imprägniertem Papier als Dielektrikum. Metallpapierkondensatoren (MP-Kondensatoren). Elektrolytkondensatoren. Kunstfolienkondensatoren. Kondensatoren mit Glimmer, mit Glas, mit keramischen Massen und mit gasförmigem Dielektrikum. Prüfung der Kondensatoren einschl. Elektrolytkondensatoren. Kondensatoren in Verbindung mit anderen Bauelementen. Kondensator als elektroakustisches Bauelement.

**621.819.55**

Bestell-Nr. 6086

COCKING, W. T.: Blocking oscillators. *Wireless Wld* 55 (1949) Nr. 6, S. 230/233, 8 Abbildungen.

Der Sperrschwinger mit einem Transformator zwischen Gitter- und Anodenkreis und einem Ladekondensator C in Reihe mit der gitterseitigen Transformatorwicklung zur Erzeugung von sägezahnförmigen Kippspannungen wird häufig als Kippgenerator in Fernsehempfängern benutzt. Der Sperrschwinger liefert besonders große lineare Kippamplituden, da C von dem Gitterstrom aufgeladen wird und sich die Spannung an C, im Gegensatz zu allen anderen Kippschaltungen, zu der Anodenspannung hinzuaddiert. Wird jedoch C zwecks Erhöhung der Kippfrequenz verkleinert, treten infolge der Streukapazitäten



parallel zu den Transformatorwicklungen gedämpfte Schwingungen in den so gebildeten Schwingkreisen auf, die sich der Kippspannung überlagern. Durch eine Neutralisation kann diese Erscheinung unterdrückt werden, so daß der Sperrschwinger auch zur Erzeugung hoher Ablenkfrequenzen an der Katodenstrahlröhre herangezogen werden kann.

**621.319.55**

Bestell-Nr. 6090

KEEN, A. W.: Television time base linearisation. *Electronic Engng.* 21 (1949) Nr. 256, S. 195/198, 8 Abbildungen.

Zur Linearisierung des exponentiellen Spannungsverlaufes am Ladekondensator von Kippgeneratoren wird dem Ladekondensator, oder dem einen der aus zwei in Reihe liegenden Kondensatoren bestehenden Ladekapazität, ein Korrekturglied parallelgeschaltet, das aus einem mit einem Kondensator in Reihe liegenden Widerstand besteht. Bei richtiger Dimensionierung von Kondensator und Widerstand liefert das Korrekturglied die zur Linearisierung nötige Zusatzspannung. Es werden Schaltungsmöglichkeiten und Abwandlungen dieser als „Ergänzungsverfahren“ (integration method) bezeichneten Linearisierung besprochen.

## Meßtechnik, Meßgeräte

**621.317.7**

● KUNZE, HERBERT: Elektrische Meßinstrumente mit Drehspul-, Drehmagnet- und Dreheisen-Meßwerken. Schaltung, Widerstandberechnung, Eichung. Berlin: Deutscher Funk-Verlag 1949, 101 S., 4,85 DMO.

Formel- und Schaltzeichen. Meßwerke. Prüfung. Schaltung des Meßinstruments und Berechnung der Widerstände. Meßinstrumente mit Gleichrichter und mit Thermo-Umformer. Anfertigung der Widerstände zum Meßinstrument. Eichung. Berechnungsbeispiele.

**621.317.733**

RUHRMANN, ALFRED: Eine erdsymmetrische Phasenmeßbrücke. *ETZ* 69 (1948) Nr. 12, S. 392/395.

Direkte Phasenanzeige durch gerade Linie auf Braunsche Röhre, deren Neigung gegen die Horizontale gleich der halben Phase ist. Doppelbrückenschaltung für erdsymmetrische Spannungen zur Vermeidung des Trapezfehlers und zur Entkopplung bei Hochfrequenz. Betrachtung der Fehlereinflüsse.

**621.317.333.6:621.315.618.2:621.3.015.5**

Bestell-Nr. 2080

PIM, J. A.: The electrical breakdown strength of air at ultra-high frequencies. *Proc. Inst. electr. Engrs.* 96 (1949) Nr. 40, S. 117/129, 20 Abbildungen.

Untersuchungen über die elektrische Durchbruchfeldstärke von Luft im Gebiet zwischen 100 und 300 MHz. Beschreibung der benutzten Versuchsanordnung und Diskussion der Ergebnisse.

**621.317.361.029.6**

Bestell-Nr. 2064

DENIS, M. u. EPSTEIN, B.: Quelques problèmes posés par la mesure précise de fréquences dans le domaine des micro-ondes (1500—40 000 Mc/s). *Ann. Radioélectr.* 4 (1949) Nr. 15, S. 12/25, 6 Abbildungen.

Ein Normalgenerator bis 40 000 MHz ist für Untersuchungen im cm- und mm-Gebiet von besonderer Bedeutung. Nach Besprechung eines Modells des National Bureau of Standards werden die Möglichkeiten untersucht, die dort benutzten Piezo-Kristalle durch Klystrons als Frequenzvervielfacher zu ersetzen. Als Anwendungsbeispiel wird die Eichung von Hohlraum-Resonatoren besprochen. Im Anhang wird das benutzte Klystron (Typ X. M. 10) beschrieben und eine kurze Theorie seiner Wirkungsweise gebracht.

**621.317.7+621.396.93**

Bestell-Nr. 2096

BUSIGNES, H.: High-stability radio distance-measuring equipment for aerial navigation. *Electr. Commun.* 25 (1948) Nr. 3, S. 237/243, 5 Abbildungen.

Die von einem Flugzeug ausgesandten Impulse lösen in bekannter Weise in einem Bodensender ähnliche Impulse aus. Bestimmung der Entfernung aus der Zeitdifferenz. Entfernungen bis ca. 200 km werden mit einer Genauigkeit von  $\pm 1\%$  gemessen. Das Verfahren arbeitet mit 51 Kanälen im Bereich von 960...1215 MHz bei einem Kanalabstand von 2,375 MHz. Die Dämpfung des benachbarten Kanals beträgt 70 db, um eine große Anzahl von Flugzeugen gleichzeitig bedienen zu können.

**621.317.722.029.54/58:621.395.645.37**

Bestell-Nr. 2134

DUERDOTH, W. T.: A phase meter for the frequency band 100 kc/s—20 Mc/s. *Post. Off. electr. Engrs. J.* 42 (1949) S. 43/46, 5 Abbildungen.



Beschreibung eines Phasennessers für den Bereich von 0,1...20 MHz, der in erster Linie für die Messung der Phasendrehung in rückgekoppelten Verstärkern bestimmt ist; Genauigkeit  $\pm 3^\circ$ .

**621.817.73:621.315.2.029.6** Bestell-Nr. 2088

ROBERTS, F. F.: A pulse test set for the measurement of small impedance irregularities in high-frequency cables. *Proc. Inst. electr. Engrs.* 96 (1949) Nr. 39, S. 17/23, 9 Abbildungen.

Prüfgerät zur Messung von Fehlern an koaxialen Breitbandkabeln aus den Verlusten, die ausgesandte Impulse von 0,3  $\mu$ s Dauer bei einer Trägerfrequenz von 20 MHz erleiden.

## Magnete und Anwendung von Magnetismus

**621.818.42:621.3.011.3** Bestell-Nr. 2082

PHILLIPS, F. M.: A note on the inductance of screened single-layer solenoids. *Proc. Inst. electr. Engrs.* 96 (1949) Nr. 40, S. 138/140, 2 Abbildungen.

**621.818.42:621.3.011.3:517.564**

Bestell-Nr. 2081

MOULLIN, E. B.: The use of Bessel functions for calculating the self-inductance of single-layer solenoids. *Proc. Inst. electr. Engrs.* 96 (1949) Nr. 40, S. 133/137, 2 Abbildungen, 3 Tabellen.

## Röhrentechnik

**621.385**

● ROTHE, H., u. KLEEN, W.: Grundlagen und Kennlinien der Elektronenröhren. *Leipzig: Akadem. Verlagsges. Geest u. Portig* 1948, 3. Aufl., 422 S., 300 Abbildungen, 18,40 DMO (Bücherei der Hochfrequenztechnik Band 2). Physikalische Grundlagen der Verstärker- röhren. Geschwindigkeitsverteilung der Glüh- elektronen und Anlaufstrom. Raumladungs- gesetze. Statistische Potentialfelder der Elek- tronenvröhren. Elektronenbahnen und Strom- verteilung. Elektronenlaufzeiten. Sekundär- emission. Statische Kennlinien der Elektro- nenröhren. Triode. Mehrgitterröhren. Höhere Ableitungen und Feinstruktur der Kenn- linien. Zusammenhang zwischen den Kenn- werten  $S$ ,  $R_i$  und  $\mu$ . Röhrenkapazitäten. Spezialröhren. Aufbau und Herstellung von Empfangs- und Senderöhren.

**621.385:621.396.645**

● ROTHE, H., u. KLEEN, W.: Elektronen- röhren als Anfangsstufen-Verstärker. *Leipzig: Akadem. Verlagsges. Geest u. Portig* 1948, 403 S., 244 Abbildungen, 17,40 DMO (Bücherei der Hochfrequenztechnik Band 3).

Lineare Vorgänge in Verstärkerröhren. Ar- beitspunkt und Arbeitskennlinie. Nichtlinear- e Vorgänge in Verstärkerröhren. Rückkopplung Widerstandsverstärker. Gleichstrom- und Gleichspannungsverstärker. Transformator- verstärker. Nichtlineare Verzerrungen bei aperiodischen Verstärkern. Der selektive Hf- Spannungsverstärker. Nichtlineare Verzer- rungen beim selektiven Hf-Spannungsver- stärker. Breitbandverstärker. Mischung. Re- gelung der Verstärkung. Rauschen der Elek- tronenvröhren. Rauschen und Grenzpfind- lichkeit von Verstärker- und Empfangsschal- tungen. Brummen bei Wechselstromheizung. Klingen von Verstärkerröhren. Störeffekte durch Sekundäremission von Isolatoren.

**621.385**

● ROTHE, HORST, u. KLEEN, WERNER: Elektronenröhren als End- und Senderver- stärker. *Leipzig: Akadem. Verlagsges. Becker u. Erler K. G.* 1940, 141 S., 118 Abbildungen, 9,40 DMO (Bücherei der Hochfrequenztechnik Band 4).

Problemstellung beim End- und Senderver- stärker. Endverstärker in A-Betrieb, in B-Betrieb. Gegentakt-Endverstärker in A- und A/B-Betrieb. Der Senderverstärker. Mo- dulation und Tastung. Frequenzverviel- fachung.

**621.385:621.396.61**

● ROTHE, H., u. KLEEN, W.: Elektronen- röhren als Schwingungserzeuger und Gleich- richter. *Leipzig: Akadem. Verlagsges. Becker u. Erler K. G.* 1941, 210 S., 159 Abbildungen, 15,20 DMO (Bücherei der Hochfrequenztechnik Band 5).

Negativer Widerstand und Schwingungs- erzeugung. Erzeugung fallender Kennlinien mittels Elektronenröhren. Harmonische Schwingungen und Kipperschwingungen. Grundlagen des rückgekoppelten Röhren- generators. Amplitude, Leistung und Fre- quenzstabilität des rückgekoppelten Röhren- generators. Kippgeneratoren. Grundlagen der Gleichrichtung. Gleichrichtung kleiner und großer Wechselspannungen. Gittergleich- richtung (Audion). Anodengleichrichtung. Gleichrichtung infolge Stromverteilung. Zwei-

weg- und Einseitenbandgleichrichtung. Elektronenröhre als Röhrenvoltmeter. Netzgleichrichter.

**621.385.1**

Bestell-Nr. 1432

DÖHLER, OSKAR, u. KLEEN, WERNER: Über die Wirkungsweise der „Travelling-wave“-Röhre. *Arch. elektr. Übertr.* 3 (1949) Nr. 2, S. 54/63, Nr. 3, S. 93/100.

Aufbau der Röhre und physikalischer Mechanismus der Wechselwirkung zwischen einem Elektronendraht und einer verzögerten elektromagnetischen Welle. Leistungsverstärkung der Röhre: 20 db, Bandbreite größer als  $10^8$  Hz. Theorie für große Signale. Maximalleistung 0,5 bis 1 W. Raumladungseffekte.

**621.385.032.216:587.588**

Bestell-Nr. 2072

METSON, G. H.: Poisoning effects in oxide-cathode valves. *Post. Off. electr. Engrs. J.* 41 (1949) S. 204/212, 12 Abbildungen.

Bericht über Vergiftungserscheinungen an Oxyd-Katoden durch während des Betriebs freierwende Gasreste in handelsüblichen Pentoden.

**621.385**

Bestell-Nr. 6056

AMOS, S. W.: Valves with resistive loads. *Wireless Engr.* 26 (1949) Nr. 307, S. 119/123, 11 Abbildungen.

Wird von einem Katodenverstärker eine möglichst große unverzerrte Ausgangsspannung verlangt, so darf die Gittervorspannung nicht einfach von dem als Ausgangswiderstand dienenden Katodenwiderstand erzeugt werden. Zur Einstellung auf den günstigsten Arbeitspunkt muß die Gittervorspannung von einem Widerstand in der Katodenleitung abgenommen werden, der gleich  $1/S$  ist, solange der Ausgangswiderstand den Wert von  $1/S$  nicht überschreitet und somit größer als der Ausgangswiderstand ist. Ist der Ausgangswiderstand aber größer als  $1/S$ , so muß auch der die Gittervorspannung erzeugende Widerstand um einen Korrekturfaktor über  $1/S$  hinaus vergrößert werden, bleibt aber immer kleiner als der Ausgangswiderstand. Nur wenn der Ausgangswiderstand gleich  $1/S$  ist, kann dieser auch unmittelbar die Gittervorspannung liefern ( $S$  = Röhrensteilheit).

**621.385 + 621.396.619.13.029.64**

CUCCIA, C. L.: Certain aspects of triode reactance-tube performance for frequency modulation at ultra-high frequencies. *RCA Rev.* 10 (März 1949) Nr. 1, S. 74/98.

Die Verwendung von Blindröhren für Frequenzmodulation bei Ultrakurzwellen findet ihre Grenze in der Eigenschaft, daß die Gitterschwingung die Größe der HF-Spannung begrenzt. Der Einfluß von Laufzeit und Elektrodenkapazität wird untersucht. Ein Versuchssystem erzielt einen Frequenzhub von 5 MHz.

## Fernmeldetechnik

**621.394/7**

● HENNIG, K.: Fernmeldeübertragungssysteme in Einzeldarstellungen. *Halle: Carl Marhold* 1949, 78 S., 56 Abbildungen, 4,20 DMO.

Spulenkabelleitung, ihre Lehre in einfachster Form. Hauptgrößen einer Spulenkabelleitung. Kettenleiter im Fernmeldebetrieb. Theoretische Grundlagen des Fernmeldeübertragers. Anleitung für die Messung und Verwertung des Kurzschluß- und des Leerlaufwiderstandes in Fernmeldefreileitungen.

**621.394:621.39**

● KAMMERLOHER, J.: Elektrotechnik des Rundfunktechnikern. Teil 1. Gleichstrom. *Berlin: Deutscher Funk-Verlag* 1949, 193 S., 148 Abbildungen (Lehrbücher der Rundfunktechnik). Geb. 8,50 DM O.

Grundgesetze des räumlich engbegrenzten Gleichstromkreises. Das elektrische Feld. Das magnetische Feld. Vorgänge in weit ausgedehnten Stromkreisen. Kettenleiter.

**621.394.61 + 621.385.1** Bestell-Nr. 5044

RUHRMANN, A.: Röhrenbelastung und Zeichenform schwach gedämpfter Langwellen-Telegraphiesender. *FTZ* 2 (1949) Nr. 5, S. 147/152, 6 Abbildungen.

Langsames Einschwingen infolge hoher Blindleistung im Antennenkreis bedingt schlechte Zeichenform. Verbesserung durch Gegenkopplung ergibt Erhöhung der Röhrenbelastung (Spitzenstrom und Verlustleistung) und schlechten Wirkungsgrad. Beispiel: 20-kW-Sender. Ersatzschaltung des Senders. Diskussion der Eigenschaften von Zwei- und Dreikreisendern.

**621.395.665.1**

Bestell-Nr. 6083

WHEELER, L. J.: Contrast expansion. *Wireless Wld* 55 (1949) Nr. 6, S. 211/215, 5 Abbildungen.

Mit Hilfe einer amplitudenabhängigen Gegenkopplung kann ein hochwertiger Dynamik-

dehner gebaut werden. Die Gegenkopplungsspannung wird an einem Spannungsteiler am Ausgang des Verstärkers abgenommen, wobei sich das Widerstandsverhältnis der beiden Spannungsteilerabschnitte mit der Signalamplitude ändert. Der Spannungsteiler besteht aus einem ohmschen Widerstand und einer Triode, deren Steuergitter eine der Signalamplitude proportionale Gleichspannung zugeführt wird. Beschreibung einer Schaltung mit Angabe der Schaltgrößen und der Ausgangsspannungen in Abhängigkeit von der Eingangsspannung.

**621.392+621.395.64** Bestell-Nr. 2120

JOB, F.: Formules générales des amplificateurs à réaction. *Ann. Télécommun.* 3 (1948) Nr. 12, S. 436/444, 18 Abbildungen.

Die Theorie linearer Netzwerke mit Verstärkerröhren ist von Bode sehr vollständig entwickelt worden. Die vorliegende Arbeit bringt eine Reihe von Anwendungen der wichtigsten Formeln dieser Theorie für bestimmte Schaltungen.

**621.392** Bestell-Nr. 2100

FRANKEL, S.: Simplified procedure for computing behavior of multiconductor lossless transmission lines. *Electr. Commun.* 25 (1948) Nr. 3, S. 286/290, 4 Abbildungen.

**621.392** Bestell-Nr. 2069

DÖHLER, O. u. KLEEN, W.: Influence du vecteur électrique transversal dans la ligne à retard du tube à propagation d'onde. *Ann. Radiodlectr.* 4 (1949) Nr. 15, S. 76/84, 6 Abbildungen.

**621.392:588.55** Bestell-Nr. 2129

TELLEGEN, B. D. H.: The gyrator, a new electric network element. *Philips Res. Rep.* 3 (1948) S. 81/101, 12 Abbildungen.

Neben der Kapazität, dem Widerstand, der Induktivität und dem idealen Transformator ist ein fünftes lineares, konstantes, passives Netzwerk-Element denkbar, das dem Umkehrssatz nicht zu gehorchen braucht. Es wird „idealer Gyrator“ genannt und hat die Eigenschaft, Ströme in Spannungen und umgekehrt zu wandeln. Durch seine Einführung wird das System der Netzwerk-Elemente vervollständigt und der Aufbau von Netzwerken vereinfacht. Der Gyrator kann durch ein System mit Teilchen aus permanenten elektrischen und magnetischen Dipolen oder den gyromagnetischen Effekt eines ferromagnetischen Mediums realisiert werden.

**621.392.2:621.396.66** Bestell-Nr. 2089

ALLAN, H. R. u. CURLING, C. D.: The reflectometer. *Proc. Inst. electr. Engrs.* 96 (1949) Nr. 39, S. 25/30, 6 Abbildungen.

Allgemeine Theorie des als „Reflektometer“ bezeichneten Koppelgliedes zur Verbindung von Meßeinrichtungen usw. mit einer Hohlraum-Leitung.

**621.392.26.029.64:588.566.5:584.221.1** Bestell-Nr. 2130

BREMMER, H.: On the theory of spherically symmetric inhomogeneous wave guides, in connection with tropospheric radio propagation and under-water acoustic propagation. *Philips Res. Rep.* 3 (1948) S. 102/120, 4 Abbildungen.

**621.392.43.029.6** Bestell-Nr. 2133

HOFWEEGEN, J. M. van u. KNOL, K. S.: A universal adjustable transformer for u. h. f. work. *Philips Res. Rep.* 3 (1948) S. 140/155, 15 Abbildungen.

Beschreibung einer Anordnung, die im UKW-Gebiet die Anpassung zweier Impedanzen durch Verschiebung der Brücke eines Lecher-Systems gestattet.

**621.392.5:585.31** Bestell-Nr. 5040

SCHUSTER, K.: Anwendung der Vierpoltheorie auf die Probleme der optischen Reflexionsminderung, Reflexionsverstärkung und der Interferenzfilter. *Ann. Phys.* 4 (1949) H. 6, S. 352/356, 2 Abbildungen.

**621.392.5** Bestell-Nr. 2128

TELLEGEN, B. D. H.: The synthesis of passive two-poles by means of networks containing gyrators. *Philips Res. Rep.* 4 (1949) S. 31/37.

Jeder passive Zweipol bestimmter Ordnung kann durch einen Widerstand zwischen den Klemmen eines Vierpols gleicher Ordnung, der Gyrotoren enthalten kann, realisiert werden. Ein passiver Zweipol der Ordnung  $n$  kann durch eine Schaltung mit mindestens  $2n+1$  Elementen ersetzt werden, die einen Widerstand,  $n$  Kapazitäten und Induktivitäten und  $n$  ideale Transformatoren und ideale Gyrotoren enthält.

**621.395.64:621.385.011** Bestell-Nr. 5038

SCHAFFSTEIN, G.: Untersuchungen über Laufzeitverzerrungen im Trägerfrequenzverstärker. *FREQUENZ* 3 (1949) H. 5, S. 125 bis 135, 19 Abbildungen.



**621.395.645.029.3**

Bestell-Nr. 2073

DUERDOTH, W. T. u. GARLICK, J.: A miniature audio-frequency-amplifier. *Post Off. electr. Engrs. J.* 41 (1949) S. 228/233, 7 Abbildungen.

Beschreibung und Wiedergabe von Frequenzkurven eines Einröhren-NF-Verstärkers mit Eingangs- und Ausgangsübertrager (Röhre CV 138) der die äußeren Abmessungen von nur  $6,5 \times 6,5 \times 11,5$  cm hat. Stabilisierung der Verstärkung durch Gegenkopplung.

**621.395.625.534.85**

Bestell-Nr. 2094

AXON, P. E. u. DAVIES, H.: A study of frequency fluctuations in sound recording and reproducing systems. *Proc. Inst. electr. Engrs.* 96 (1949) Nr. 39, S. 65/75, 14 Abbildungen.

Untersuchungen über Frequenzschwankungen bei Schallaufzeichnungs- und -wiedergabesystemen und Methoden zu deren Messung.

**621.395.645.029.4**

PIVOVAROV, S. P.: Verstärker für sehr niedrige Frequenzen. *J. Techn. Phys., USSR* 18 (1948) S. 799/804.

Der beschriebene Verstärker hat hohe Eingangsimpedanz und für Rechteckimpulse im Frequenzbereich von 5...10000 Hz einen Verstärkungsfaktor von  $1,5 \times 10^5$ . Die Arbeitsweise der einzelnen Verstärkerstufen wird untersucht. Diskussion der erzielten Meßergebnisse.

## Funktechnik

**621.396.081**

Bestell-Nr. 2091

HARTSHORN, L. u. ESSEN, L.: Radio standards. *Proc. Inst. electr. Engrs.* 96 (1949) Nr. 39, S. 37/39.

**621.396.11**

Bestell-Nr. 2093

MILLINGTON, G.: Ground-wave propagation over an inhomogeneous smooth earth. *Proc. Inst. electr. Engrs.* 96 (1949) Nr. 39, S. 53/64, 13 Abbildungen.

**621.396.11**

Bestell-Nr. 6054

BURGESS, R. E.: Ground absorption. *Wireless Engr.* 26 (1949) Nr. 307, S. 133/139, 5 Abbildungen.

Von der Energie, die von einem Dipol ausgestrahlt wird, dessen Abstand vom Erdboden groß gegen die Wellenlänge ist, wird von dem Erdboden ein Anteil absorbiert, dessen Größe mit Hilfe des Fresnelschen Reflexions-

koeffizienten ermittelt werden kann. Der absorbierte Anteil ist von der Dielektrizitätskonstanten des Erdbodens abhängig und hat durchweg für den vertikalen Dipol erheblich größere Werte als für den horizontalen Dipol; er beträgt bei dem vertikalen Dipol für alle praktischen Fälle ungefähr 40 %. Horizontale Dipole sind daher den vertikalen Dipolen vorzuziehen, wenn es auf möglichst geringe Bodenabsorption ankommt.

**621.396**

GÜNTHER, HANNS, u. RICHTER, HEINZ: Schule des Funktechnikers. 7. Aufl., Lieferung 1. Stuttgart: Franckhsche Verlagshandlung 1949/50.

Neubearbeitung und Neuauflage 1949/50 des bekannten vierbändigen Werkes. 1400 Seiten mit 1700 Abbildungen in 15 Lieferungen zu je 96 Seiten; jede Lieferung 7,50 DM.

**621.396.6**

Bestell-Nr. 6091

GOUGH, KATHLEEN F.: Multiple component units. *Electronic Engng.* 21 (1949) Nr. 256, S. 199, 223, 4 Abbildungen.

Von „Dubilier Condensor Co.“ und „Erie Resistor Ltd.“ werden kombinierte Schalteile mit außerordentlich geringen Abmessungen hergestellt, die mehrere Widerstände und Kondensatoren enthalten. Die Kombinationsteile sind in sich fertig geschaltet und werden in allen in der Empfängertechnik vorkommenden Schaltungen, z. B. als vollständige RC-Kopplungen, Filter, Entkopplungen usw. mit den verschiedensten Kapazitäts- und Widerstandswerten geliefert.

## Antennen

**621.396.67**

Bestell-Nr. 1371

TAL, C. T.: Coupled antennas. *Proc. Inst. Radio Engrs.* 36 (1948) Nr. 4, S. 487/500. Ausdehnung der Arbeiten von King und Harrison.

**621.396.671**

Bestell-Nr. 1387

PAPAS, C. H., u. KING, R.: The radiation resistance of end-fire and collinear arrays. *Proc. Inst. Radio Engrs.* 36 (1948) Nr. 6, S. 736/741, 4 Abbildungen, 5 Tabellen.

**621.396.671.4**

Bestell-Nr. 1370

WHEELER, H. A.: The radiation resistance of an antenna in an infinite array or waveguide. *Proc. Inst. Radio Engrs.* 36 (1948) Nr. 4, S. 478/487.



**621.396.677**

Bestell-Nr. 1379

RIBLET, H. J.: Note on the maximum directivity of an antenna. *Proc. Inst. Radio Engrs.* 36 (1948) Nr. 5, S. 620/623.

## Anwendungen der Funktechnik

**621.396.9:061.3**

Bestell-Nr. 2427

SMITH-ROSE, R. L.: Scientific radio. *Nature, Lond.* x61 (1948) Nr. 4099, S. 793/796. *Vergl. Electrician, Lond.* 140 (1948) Nr. 3643, S. 1121/1123.

Auszüge aus den Vorträgen in der Institution of Electrical Engineers beim Treffen im April 1948.

**621.396.91:551.510.535**

Bestell-Nr. 1372

FRIEND, A. W.: Continuous tropospheric soundings by radar. *Proc. Inst. Radio Engrs.* 36 (1948) Nr. 4, S. 501/503.

Versuche mit 2398 und 2800 MHz.

## Fernsehen, Bildübertragung

**621.397**

Bestell-Nr. 1430

PRESSLER, HANS: Zum Problem des plastischen Fernsehens. *Arch. elektr. Übertr.* 3 (1949) Nr. 3, S. 79/85.

Zwei echte stereoskopische Halbbilder gleicher Bewegungsphase werden elektrisch übertragen und am Empfangsort zum stereoskopischen Bild optisch zusammengesetzt. Frequenzband. Tiefenauflösung. Technische Durchbildung.

**621.397.62**

ROSE, A.: Television tubes and the problem of vision. Im Buche von L. Marton, *Advances of electronics*. N. Y. Academic Press, Inc. 1948.

**621.397.62:621.385.832**

Bestell-Nr. 6082

MOSS, H.: Cathode-ray tubes for television. *Wireless Wld* 55 (1949) Nr. 6, S. 202/205, 2 Abbildungen.

Es wird untersucht, in welcher Weise die Röhrenparameter verändert werden müssen, wenn zu einer anderen Bildgröße übergegangen wird, und zwar unter Beibehaltung der Bildauflösung, ein anderes Mal unter Beibehaltung des Leuchtfleckdurchmessers. Ferner wird gezeigt, um welchen Betrag die Anodenspannung erhöht werden muß, wenn bei gleicher Bildzahl in der Sekunde und bei gleicher Bildhelligkeit die Zeilenzahl vergrößert werden soll.

## Verschiedenes

**(03)=3=2:621.3**

● ERNST, R.: Deutsch-englisches, englisch-deutsches technisches Wörterbuch in zwei Bänden. Darstellung des Wortschatzes der industriellen Technik einschließlich Hilfswissenschaften und Bauwesen. Band 1: Deutsch-Englisch. *Tauchnitz Edition: Hamburg* 1948. 607 S. 16,50 DM.

50 000 Stichwörter über Maschinenbau, Elektrotechnik, Werkzeugmaschinenbau, Motoren und Landmaschinenbau, Textilmaschinen-Schweißerei, Elektromaschinenbau, Fernmeldewesen, Bergbau und Hüttenwesen, Kraftfahr-, Eisenbahn- und das übrige Verkehrswesen, Hoch- und Tiefbau, Physik, Chemie, Mathematik.

**(03)=2=3:621.39**

● SWOBODA, G., u. FILIPOWSKY, RICHARD: Wörterbuch der Elektrotechnik englisch-deutsch, mit besonderer Berücksichtigung der Funk-, Fernseh- und Fernmelde-technik. *Manzsche Verlagsbuchhandlung Wien* 1948. 312 S. 14,30/17,60 DM.

16 000 Fachausdrücke u. a. über Starkstrom-technik, elektrische Maschinen, Elektronen-technik, Fernsprech- und Fernschreibtechnik, Fernsehen, Radartechnik, Atomphysik, Elektrokemie und Elektromedizin.

**523.72.029.64:621.396.322** Bestell-Nr. 1366

COVINGTON, A. E.: Solar noise observations on 10,7 cm. *Proc. Inst. Radio Engrs.* 36 (1948) Nr. 4, S. 454/457.

27 tätige periodische Erscheinungen.

**551.510**

Bestell-Nr. 1431

DIEMINGER, W., u. MÖLLER, H. G.: Zur magnetischen Dreifach-Aufspaltung in der Ionosphäre. *Naturwiss.* 36 (1949) Nr. 2, S. 56/57.

**551.510**

Bestell-Nr. 1436

MALSCH, JOHANNES: Über die Polarisation in der Ionosphäre. *Arch. elektr. Übertr.* 2 (1948) Nr. 6/7. S. 231/237. Über den sogenannten „Lorentz-Term“.

**621.864.15**

Bestell-Nr. 1399

STÖCKHERT, KLAUS: Amerikanische und englische Hochfrequenz-Vorwärmergeräte. *Kunststoffe* 39 (1949) Nr. 4. S. 91/92.

Um dem derzeitigen Mangel an ausländischen Zeitschriften zu begegnen, können von den mit Bestell-Nr. versehenen Referaten in beschränktem Umfang Fotokopien zum Preise von 0,75 DMW je Seite und Porto zur Verfügung gestellt werden

### Mathematik

518.61

GRAY, M. C., & SCHELKUNOFF, S. A.: The approximate solution of linear differential equations: *Bell Syst. techn. J.* 27 (1948) Nr. 2, S. 350/364.

### Physik

53

● BÜCHWALD, EBERHARD: Symbolische Physik. Berlin: Schiele u. Schön 1949. 88 S., 3 DMW

Was heißt und zu welchem Ende studiert man Physik? Dank an Ludwig Klages. Mechanik als Symbol. Physik um Christian Morgenstern.

535.23

Bestell-Nr. 5045

SCHAEFER, CL.: Die Entwicklung der Strahlungsgesetze mit Kirchhoff. *Angew. Chemie* 61 (1949) H. 4, S. 119/123.

Verfasser gibt eine zusammenfassende Übersicht über das Kirchhoffsche Strahlungsgesetz, über das Stefan-Boltzmannsche Gesetz und das Wiensche Verbindungsgesetz; er behandelt ausführlich die Entwicklung der Planckschen Strahlungsgleichung und ihre Ergebnisse.

535.61-14/5

WEISE, H.: Lacktrocknung mit infraroten Strahlern. *Metalloberfläche* 2 (1948) S. 112.

535.61-14/5

LOHAUSEN, N. A.: Lacktrocknung mit Wärmestrahlen. *Metalloberfläche* 2 (1948) S. 257.

535.61-14/5

Bestell-Nr. 1395

LANDFERMANN, C. A.: Untersuchungen über die Absorptionseigenschaften von Farb-anstrichen und den Erwärmungsvorgang bei Strahlungstrocknung. *Metalloberfläche* A 3 (1949) Nr. 6, S. 126/130.

Trocknung von Metallüberzügen. Anstrich-Trocknungs-Untersuchungen. Trocknen von Anstrichen auf reflektierenden Oberflächen, Strahlungserwärmung mit hoher Intensität.

537.226+537.311

TSCHIRKOW, N.: Zur Frage der Oberflächenleitfähigkeit fester Dielektrika. *J. phys. chem., USSR*, 21 (1947) S. 1303/1316.

537.312.62

Bestell-Nr. 1428

BORN, M., & CHENG, KAI CHIA.: Theory of superconductivity. *Nature, Lond.* 161 (1948) Nr. 4103, S. 968/969.

537.37:621.397.9

● KRÖGER, F. A.: Some aspects of the luminescence of solids. *Elsevier Publ. Co, Inc. Amsterdam, New York, London, Brüssel*. 310 S., 72 Abbildungen, 27 Tabellen.

537.53

Bestell-Nr. 1445

HERRING, CONYERS, & NICHOLS, M. H.: Thermionic emission. *Rev. mod. Phys.* 21 (1949) Nr. 2, S. 185/270.

537.533.7

LIVINGSTON, M. S.: Accelerators. *Im Buche von L. Marton, Advances of electronics. N. Y. Academic Press, Inc.* 1948.

537.533.7

Bestell-Nr. 2066

CHARLES, D.: L'optique électronique des tubes H. F. *Ann. Radioelectr.* 4 (1949) S. 33 bis 47, 30 Abbildungen.

Eine Anzahl der bei Elektronenröhren im UKW-Gebiet auftretenden Probleme kann durch Methoden der Elektronenoptik gelöst werden. Die hierzu notwendigen Einrichtungen werden beschrieben und die Ergebnisse diskutiert.

537.533.8:621.385.15

MC KAY, K. G.: Secondary electronic

emission. Im Buche von L. Marton, *Advances of electronics*. N. Y. Academic Press, Inc. 1948.

**537.713**

Bestell-Nr. 4000

CORNELIUS, P., & HAMAKER, H. C.: The rationalized Giorgisystem and its consequences. *Philips Res. Rep.* 4 (1949) S. 123 bis 142.

Wenn man die elektromagnetischen Erscheinungen mittels des Feldbegriffes erklärt, ferner seine Schlüsse auf dem einfachsten Feld, nämlich dem homogenen, aufbaut und die Analogie zwischen dem Feld des Stromes in einem Leiter, dem elektrostatischen Feld in einem Kondensator und dem magnetischen Feld in einer Spule benutzt, wird man durch eine grade schlüssige Beweiskette zum rationalisierten Giorgi-System geführt, das sich so leicht erklären läßt. Werden diese Betrachtungen etwas weiter ausgedehnt, dann können Materialeigenschaften, wie Polarisierung, Aufnahmefähigkeit, auf einfache und logische Weise bestimmt werden. Die Verfasser weisen darauf hin, daß Erörterungen über Dimensionen, Größengleichungen, sowie Grundeinheiten und abgeleitete Einheiten allgemein nicht schlüssig und für die Praxis ohne Bedeutung sind.

**538.12:537.316.62**

Bestell-Nr. 5042

MÖGLICH, F. u. ROMPE, R.: Eindringtiefe magnetischer Felder in Superleiter und Metallabsorption. *Ann. Phys.* 4 (1949) H. 6, S. 335 bis 351, 2 Abbildungen.

Zusammenhang zwischen der Eindringtiefe magnetischer Felder bei der Supraleitung und der Grenzwellenlänge eines Absorptionsgebietes des betreffenden Metalles im kurzwelligen Teil des Sichtbaren. Ferner wird an Hand neuester Messungen über die Eindringtiefe magnetischer Felder in Supraleitern gezeigt, daß das Absorptionsgebiet an der Stelle liegt, wo die Phasenschwingungen nach der Theorie zu erwarten sind.

**538.542:537.311.62**

Bestell-Nr. 2126

NIESSEN, K. F.: Relaxation in the anomalous skin effect. *Philips Res. Rep.* 4 (1949) S. 38/48, 1 Abbildung.

**538.542**

Bestell-Nr. 2054

VAZACA, Ch.: L'effet pelliculaire (Skin-effect) et la réciprocité des phénomènes dans le cas des courants et des champs magnétiques alternatifs rectilignes dans les conducteurs de

longueur infinie. *Bul. Inst. nat.* 3 (1948) Nr. 3/4, S. 347/375, 7 Abbildungen.

**538.566.3**

Bestell-Nr. 2123

BREMMER, H.: Some remarks on the ionospheric double refraction. *Philips Res. Rep.* 4 (1949) Nr. 1, S. 1/19, 3 Abbildungen.

**539.1:537.1**

Bestell-Nr. 1440

WEISSKOPF, VICTOR F.: Recent developments in the theory of the electron. *Rev. mod. Phys.* 21 (1949) Nr. 2, S. 305/315.

Die klassische Elektronentheorie. Die Quantentheorie des Elektrons. Wellengleichung und Quantenelektrodynamik. Die Positron-Theorie. Experimentelle Versuche über Quantenelektrodynamik.

## Akustik

**534-8:621.395.62**

Bestell-Nr. 1440

MATAGLI, P., MAHOUX, A. P., & BRICARD, A.: Action des ultra-sons sur quelques carbures aromatiques. *C. R. Acad. Sci., Paris* 226 (1948) Nr. 8, S. 667/668.

**534.002.3**

Bestell-Nr. 1441

MASON, W. P., & MC SKIMIN, H. J.: Energy losses of sound waves in metals due to scattering and diffusion. *J. appl. Phys.* 19 (1948) Nr. 10, S. 940/946.

**534.113**

Bestell-Nr. 1405

WIENER, F. M.: Notes on sound diffraction by rigid circular cones. *J. acoust. Soc. Amer.* 20 (1948) Nr. 4, S. 367/369, 3 Abbildungen.

**534.115:534.321.9**

Bestell-Nr. 1411

HUNTINGTON, H. B.: On ultrasonic propagation through mercury in tubes. *J. acoust. Soc. Amer.* 20 (1948) Nr. 4, S. 424/432, 4 Abbildungen, 1 Tabelle.

Versuche mit 10 MHz. Quecksilber als Verzögerungsglied.

**534.131.01:621.396.619:621.396.44**

Bestell-Nr. 1410

MC SKIMIN, H. J.: Theoretical analysis of mercury delay line. *J. acoust. Soc. Amer.* 20 (1948) Nr. 4, S. 418/424, 4 Abbildungen, 2 Tabellen.

Quecksilberrohr zwischen zwei Piezo-Elektroden. Verwendung zur Impulsmodulation im Multiplexverkehr.

- 534.217** Bestell-Nr. 1415  
YOUNG, R. W.: Example of propagation of underwater sound by bottom reflexion. *J. acoust. Soc. Amer.* 20 (1948) Nr. 4, S. 445 bis 462, 5 Abbildungen, 1 Tabelle.  
Versuche mit 200 Hz bei 95, 1800 und 3600 m Tiefe. Empfänger im Abstände von 100 m bis 60 km vom Sender.
- 534.231.3:534.121.2** Bestell-Nr. 1412  
HARRIS, C. M.: Acoustic impedance measurement of very porous screen. *J. acoust. Soc. Amer.* 20 (1948) Nr. 4, S. 440/447, 7 Abbildungen.  
Gazeabdeckungen an Mikrophonen und Lautsprechern.
- 534.232 : 534.121.2** Bestell-Nr. 1407  
MERRILL, L. L., & SLAYMAKER, F. H.: The directional characteristics of a clamped-edge disk. *J. acoust. Soc. Amer.* 20 (1948) Nr. 4, S. 375/380, 5 Abbildungen, 1 Tabelle.
- 534.232** Bestell-Nr. 1409  
MOLLOY, C. T.: Calculation of the directivity index for various types of radiators. *J. acoust. Soc. Amer.* 20 (1948) Nr. 4, S. 387/403, 13 Abbildungen, 4 Tabellen.
- 534.24** Bestell-Nr. 1416  
EYRING, C. F., CHRISTENSEN, R. J., & RAITT, R. W.: Reverberation in the sea. *J. acoust. Soc. Amer.* 20 (1948) Nr. 4, S. 462 bis 475, 19 Abbildungen.  
Versuche mit 24 kHz.
- 534.25:534.121.2** Bestell-Nr. 1408  
SPENCE, R. D.: The diffraction of sound by circular disks and apertures. *J. acoust. Soc. Amer.* 20 (1948) Nr. 4, S. 380/386, 3 Abbildungen.
- 534.25** Bestell-Nr. 1406  
MILES, J. W.: The diffraction of a sound wave by an infinite set of plates. *J. acoust. Soc. Amer.* 20 (1948) Nr. 4, S. 370/374, 1 Abbildung.  
Methoden von Carlson und Heins werden für das akustische Problem angewendet.
- 534.444** Bestell-Nr. 1455  
POTTER, RALPH R.: Possibilities of a visible music. *J. Soc. Mot. Pict. Engrs.* 52 (1949) Nr. 4, S. 384/394.
- 534.756.1** Bestell-Nr. 1424  
PUMPHREY, R. J., & GOLD, T.: Phase memory of the ear: a proof of the resonance hypothesis. *Nature, Lond.* 161 (1948) Nr. 4095, S. 640.
- 534.78** Bestell-Nr. 1419  
MORROW, C. T.: Reaction of small enclosures on the human voice. *J. acoust. Soc. Amer.* 20 (1948) Nr. 4, S. 487/497, 21 Abbildungen.  
900 Hz bis 1600 Hz und 50 Hz bis 150 Hz.
- 534.781:535.322.1** Bestell-Nr. 1420  
RUDMOSE, H. W., CLARK, R. C., CALSON, F. D., EISENSTEIN, J. C., & WALKER, R. A.: Voice measurements with an audio spectrometer. *J. acoust. Soc. Amer.* 20 (1948) Nr. 4, S. 503/512, 13 Abbildungen, 3 Tabellen.  
Spektrometer mit 13 Filtern für das Band zwischen 20 Hz und 9000 Hz.
- 534.782** Bestell-Nr. 1422  
POTTER, R. K., & PETERSON, G. E.: The representation of vowels and their movements. *J. acoust. Soc. Amer.* 20 (1948) Nr. 4, S. 528 bis 535, 13 Abbildungen.
- 534.79** Bestell-Nr. 1421  
GARNER, W. R.: The loudness of repeated short tones. *J. acoust. Soc. Amer.* 20 (1948) Nr. 4, S. 513/527, 13 Abbildungen, 1 Tabelle.
- 534.8:621.3.028.08** Bestell-Nr. 1442  
BYARD, S.: Note on the impedance variations of an electro-acoustic transducer in a reflecting field. *Proc. Phys. Soc.* 61 (1948) Nr. 5, S. 478/480.
- 534.83:620.1.017.143** Bestell-Nr. 1417  
MASON, W. P., & HIBBARD, F. H.: Absorbing media for underwater sound measuring tanks and baffles. *J. acoust. Soc. Amer.* 20 (1948) Nr. 4, S. 476/82, 5 Abb.
- 534.84** Bestell-Nr. 6118  
WINTERGERST, E.: Über Raumakustik. *Z. angew. Phys.* 1 (1949) H. 9, S. 428/436, 12 Abbildungen.  
Übersichtsbericht über die grundlegenden Kenntnisse von Reflexion, Nachhall und schallschluckenden Stoffen.
- 534.842** Bestell-Nr. 1418  
MAXFIELD, J. P.: The time integral basic to optimum reverberation time. *J. acoust. Soc. Amer.* 20 (1948) Nr. 4, S. 483/86, 2 Abb.



## Werkstoffe, Metallurgie

620.1:589.1:537.221

VAN GEEL, W. CH.: Doorgang van elektronen door grenslagen. *Kos. VI. Acad. Wet. Lett. Sch. Kunsten, Symposium grenslaagverschijnselen*, Brüssel 5/6. Juli 1946, S. 172 bis 192, 1947.

Der Durchtritt von Elektronen durch Isolierschichten wird behandelt und nachgewiesen, daß diese Erscheinung hauptsächlich von der Art der anliegenden Elektroden abhängt. Nacheinander werden Sperrschichten zwischen zwei Metallen, zwischen einem Metall und einem Halbleiter, zwischen einem Metall und einem Elektrolyten und zwischen einem Metall und einem halbleitenden, lichtempfindlichen Stoff untersucht. Verschiedene Theorien wie Tunnel-Effekt, kalte Emission und Doppelschichten sind kurz beschrieben und mit Versuchsergebnissen verglichen.

620.1:666.1/2

STEVENS, J. M.: Progress in the theory of the physical properties of glass. *Elsevier Publ. Comp. Inc., Amsterdam, London, Brüssel, New York* 1948. 104 Seiten, 26 Abbildungen, 5 Tabellen.

Von den Ideen von Zachariasen und deren experimenteller Bestätigung durch Warren und Mitarbeiter ausgehend, werden genaue Erkenntnisse über die Glasstruktur, Dichte, elektrische Leitfähigkeit, dielektrische Verluste und Brechung gewonnen. Eine neue Dichtebeziehung wird aufgestellt. Ausführlich wird das Verhalten metallischer Ionen, die im Kristallgitter von Zwischenraum zu Zwischenraum springen, behandelt. Ferner wird eine Theorie der molekularen Brechung auf Grund neuer Überlegungen aufgestellt.

## Elektrotechnik, Elektromedizin

621.3.015.33.08:621.317.333.8:621.317.726

Bestell-Nr. 6097

SCHWARTZ, L. S.: Pulse power measurement by a heterodyne method. *Commun.* 29 (1949) H. 2, S. 26/27, 3 Abbildungen.

Ohne Kenntnis der Impulsbreite und der Impulsfrequenz kann die Impulsleistung durch Überlagerung der Impulsreihe mit einer sinusförmigen HF-Spannung gemessen werden, deren Frequenz so gewählt wird, daß ein bis zwei Schwingungen auf die Impulsbreite kommen. Am Ausgang eines quadratischen Gleichrichters erscheint dann die mit der

Sinusschwingung modulierte Impulsreihe. Unter Kontrolle auf einem Katodenstrahl-oszillografen wird die Amplitude der Sinusspannung so eingestellt, daß der Rechteckimpuls gerade in voller Höhe moduliert ist. Die Impulsleistung ist dann doppelt so groß wie die Leistung der überlagerten Sinusspannung.

621.3.082

Bestell-Nr. 1431

MEINKE, HANS-HEINRICH: Zentimeterwellen-Meßtechnik. *Arch. elektr. Übertr.* 3 (1949) Nr. 1, S. 3/11, Nr. 2, S. 46/54.

Leitungen. Meßsender und Meßempfänger. Allgemeine Schaltungsprinzipien. Widerstandsmessung. Verlustfreie Vierpole. 2n-Pole. Leistungsmessung. Richtungskoppler. Frequenzmessung. Phasenmessung.

621.3.015.5.029.6:537.521.6.029.6:546.217

Bestell-Nr. 1425

PIM, J. A.: Electrical breakdown strength of air at ultra high-frequencies. *Nature, Lond.* 161 (1948) Nr. 4096, S. 683/684.

621.3.025 + 612

Bestell-Nr. 4005

SCHWARZ, F.: Der Wechselstrom als Forschungsmittel in der Physiologie. *Das Elektron* 3 (1949) H. 5, S. 183/192.

Die Physiologie ersetzt oft die Beobachtung durch die Messung. Hier helfen besonders die Wechselstrommessungen. Es wird über Meßreihen an Zellgrenzflächen berichtet und ein Vergleich zu einem Kernleitermodell gezogen. Die Reizwirkungen nieder- und mittelfrequenter Wechselströme werden untersucht, Kurven über Stromdichte, Schwellenwerte, Reizdauer usw. erörtert und die Gleichrichterwirkung des Gewebes behandelt.

621.314.21.002.2

Bestell-Nr. 6096

JONES, M. C.: Hermetically sealed transformers. *Electronic Engng.* 21 (1949) Nr. 256, S. 218/221, 6 Abbildungen.

Zum Schutz gegen hohe Luftfeuchtigkeiten muß der Transformator luftdicht in einem Metallgehäuse gekapselt werden. Um zu verhindern, daß die Luft im Gehäuse bei Erwärmung des Transformators während des Betriebes das Gehäuse auseinanderdrückt, und um eine ausreichende Wärmeableitung zu sichern, wird das Gehäuse teilweise mit Transformatoröl gefüllt. Die luftdichte Durchführung der Wicklungsanschlüsse kann mit Hilfe keramischer Buchsen erreicht werden, durch die ein Metallstift getrieben wird.

**621.314.21.002.2.012.8** Bestell-Nr. 3005  
VIOLET, PAUL G.: Der Transformator und seine Ersatzschaltbilder. *Frequenz* 3 (1949) H. 1, S. 1/12, 12 Abbildungen.

Der Transformator wird in der Schwachstromtechnik meist als Vierpol behandelt und durch Ersatzschaltbilder dargestellt. Sowohl die Übersetzung, der Kopplungsfaktor und die Streuung als auch die Induktivitäten magnetischer Flüsse und Widerstände lassen sich an zwei Ersatzschaltbildern veranschaulichen. Außer einer Übersicht über die direkten Ersatzbilder und Kettensatzbilder werden auch die Ersatzbilder für spezielle Fälle des Bandfilters und des Transformators mit zwei Sekundärwicklungen besprochen.

**621.314.632:621.396.622.6** Bestell-Nr. 5052  
DÖHLER, O.: Kristalldetektoren. *Elektrotechnik* 3 (1949) H. 6, S. 167/175, 11 Abbildungen.

Übersicht über die im Krieg mit Spitzendetektoren gesammelten Erfahrungen. Ihre heutige Bedeutung als Gleichrichter, Mischstufendetektoren und Verstärker im Rundfunkgebiet.

**621.315.052.9**  
WISE, W. H.: Potential coefficients for ground return circuits. *Bell Syst. techn. J.* 27 (1948) S. 365/371.

**621.315.212** Bestell-Nr. 1429  
KLAGES, GERHARD: Der Einfluß von Mantelöffnungen auf die Wellenausbreitung in metallischen Hohlleitern. *Arch. elektr. Übertr.* 3 (1949) Nr. 3, S. 85/92.

Hohlleiter mit teilweise geschlitzter Seitenwand. Rechteckige Mantelöffnungen. Fortpflanzungsbedingungen. Kapazitäts- und Induktivitätsänderungen. Schmale und breite Öffnungen. Strahlungsfeld. Strombahnen.

**621.315.6:621.396.622.6:621.396.64** Bestell-Nr. 1458

Le germanium, un nouveau semi-conducteur. *Rev. gén. Electr.* 58 (1949) Nr. 6, S. 252. *Auszug aus W. Crawford Dunlap jr., General Electric Rev.* 52 (1949) S. 9/17.

**621.315.6:620.1:621.39** Bestell-Nr. 3004  
SCHULZE, W. M. H.: Die elektrische Reinheit bei hochwertigen organischen Isolierstoffen in der Fernmeldetechnik. *ETZ* 70 (1949) H. 1, S. 1/12, 23 Abbildungen.

Die Empfindlichkeit von Isolierstoffen gegenüber dielektrischen Verunreinigungen ist am

größten bei weitgehend dielektrisch reinen Dielektriken, wie sie vor allem in der HF-Technik Verwendung finden. Dielektrische Verluste sind meist durch Verunreinigungen elektrolytischer und polarer Stoffe gegeben. Auch indirekt wirksame Fremdstoffe können, wenn sie chemisch aktiv sind, zu Veränderungen der Dielektriken führen. Durch geeignete Herstellungsverfahren können die Verluste auf ein Geringstmaß gehalten werden. Auch der Zusatz von Antioxydantien zu oxydationsempfindlichen Isolierstoffen hat sich bewährt.

**621.316.722.1** Bestell-Nr. 6106  
BENSON, F. A.: Voltage stabilisers III. *Electronic Engng.* 21 (1949) Nr. 257, S. 243 bis 247, 12 Abbildungen.

Spannungsstabilisatoren mit Hochvakuumröhren als regelnde Elemente.

**621.316.722.1.076.7** Bestell-Nr. 6085  
BUTLER, F.: Rectifier voltage control. *Wireless Wld.* 55 (1949) Nr. 6, S. 227/229, 4 Abbildungen.

Baubeschreibung eines Spannungskonstanthalters mittels einer Drossel mit veränderlicher Vormagnetisierung.

**621.316.722.9** Bestell-Nr. 1375  
LUO, PEILIN: A negative-current voltage-stabilization circuit. *Proc. Inst. Radio Engrs.* N. Y. 36 (1948) Nr. 5, S. 583.

**621.319.55 + 621.392** Bestell-Nr. 6095  
VAUGHAN, W. C.: The harmonic content of multivibrator waveforms. *Electronic Engng.* 21 (1949) Nr. 256, S. 214/217, 5 Abbildungen.  
Fourier-Zerlegung der allgemeinen symmetrischen Form der Multivibratorspannung, die aus einer Rechteckspannung und einer Dreieckspannung zusammengesetzt gedacht werden kann; tabellarische Zusammenstellung von Amplitude und Phase der Harmonischen bestimmter Spannungsformen.

## Meßtechnik, Meßgeräte

**621.317.083.7** Bestell-Nr. 6094  
HINCKLEY, G. L.: Radio telemetering. *Electronic Engng.* 21 (1949) Nr. 256, S. 209 bis 211.

Betrachtungen über die Wahl des Verfahrens zur Fernübertragung und Regelung physikalischer Größen bei der Fernsteuerung von Fahrzeugen, Geschossen u. dgl.

**621.317.1** Bestell-Nr. 1444

CURTIS, HARVEY L.: Absolute electrical measurements. *Sci. monthly* 69 (1949) Nr. 1, S. 9/14.

Arbeiten aus dem Bureau of Standards über Maßeinheiten und ihre genaue Messung. Verhältnis der Einheiten zueinander.

**621.317.1:621.317.335.029.6** Bestell-Nr. 1402

GAST, TH.: Einführung in die physikalischen Grundlagen dielektrischer Messungen. *Kunststoffe* 39 (1949) Nr. 4, S. 81/85.

Nichtleiter im elektrischen Feld. Verhalten des Isolators im Gleichfeld und im Wechselfeld. Verschiebungsstrom. Gleichstromverhalten des Kondensators. Kondensator im Wechselstromkreis. Messung von Kapazitäten. Verlustfaktoren und Dielektrizitätskonstanten. Brückenmethoden. Resonanzmethoden.

**621.317.3:621.396.813** Bestell-Nr. 1367

WARREN, W. J., & HEWLETT W. R.: An analysis of the intermodulation method of distortion measurement. *Proc. Inst. Radio Engrs., N. Y.* 36 (1948) Nr. 4, S. 457/466.

**621.317.361.029.6** Bestell-Nr. 6114

BROWN, W. F.: Accurate frequency measurement. *Wireless Engr.* 26 (1949) Nr. 310, S. 218/229, 10 Abbildungen.

Zur Messung von Frequenzen oberhalb von 1000 MHz wird ein zwischen 300 und 600 MHz regelbarer Bezugsoszillator mit einer Oberwelle eines temperaturstabilisierten und genau mit 4 MHz schwingenden Kristallgenerators zur Deckung gebracht und dann der Abstand der unbekannten Frequenz von der nächstgelegenen Oberwelle des unverändert gelassenen Bezugsoszillators gemessen. Das Verfahren ergibt automatisch die Ordnung der Oberwelle des Bezugsoszillators, deren Abstand von der unbekannten Frequenz bestimmt wird. Das Verfahren hat eine Genauigkeit von etwa  $5 \cdot 10^{-6}$  und ist für Frequenzen bis etwa 12000 MHz geeignet.

**621.317.7:537.749** Bestell-Nr. 3006

GEYGER, W.: Meßgeräte und Kompensatoren mit quadratischer Gesetzmäßigkeit. *ETZ* 69 (1948) H. 10, S. 314/325, 25 Abbildungen.

Die Grundelemente von Meßbrücken und Kompensatoren bestehen aus einem Schleif-

draht und einem diesen teilweise überbrückenden festen Parallelwiderstand oder Parallelkondensator, wobei mit Hilfe eines Schleifkontaktes der überbrückte Teil des Schleifdrahtes stetig verändert werden kann. Der parabolische Skalenverlauf ist besonders günstig. Näher beschrieben wird die Anwendung des Vorschlages für Gleichstrommeßbrücken zur Messung kleiner und größerer Widerstände, Gleichstromkompensatoren für Spannungs- und Strommessungen, Wechselstrommeßbrücken für Kapazitäts-, Induktivitäts- und Phasenwinkelmessungen sowie Phasenschieber-Kompensatoren und komplexer Kompensatoren.

**621.317.723** Bestell-Nr. 5048

HENGEL, J. van, u. OESTERKAMP, W. J.: Ein dynamisches Elektrometer mit direkter Anzeige. *Philips techn. Rdsch.* 10 (1949) H. 11, S. 339/347, 11 Abbildungen.

Beschreibung eines Elektrometers für Gleichspannung. Mit Hilfe eines Kondensators, dessen eine Platte ruht, während man die andere in Schwingung hält, wird die Gleichspannung in Wechselspannung umgewandelt. Diese Wechselspannung wird einem Verstärker zugeführt. Die gleichgerichtete Ausgangsspannung mißt man mit einem Drehspulinstrument.

**621.317.733.029.5** Bestell-Nr. 1403

KLINE, H. W.: Radio-frequency resistance meter. *General Electric Rev.* 51 (1948) Nr. 6, S. 25/34.

**621.317.76** Bestell-Nr. 1453

GRAMMER, GEORGE: The additive frequency meter. An improved system of heterodyne frequency measurement. *QST* 33 (1949) Nr. 5, S. 32/37.

**621.317.763.029.63:621.396.611.1.029.63**

Bestell-Nr. 6115

WESTCOTT, C. H.: Standing waves and impedance circle diagrams. *Wireless Engr.* 26 (1949) Nr. 310, S. 230/234, 7 Abbildungen.

Graphisches Verfahren zur Ermittlung von Amplitude und Phase der stehenden Wellen in Hohlrohrleitern und Koaxialkabeln.

**621.317.789** Bestell-Nr. 1404

WALTON, P. J.: A versatile a. c. load visualizer. *General Electric Rev.* 51 (1948) Nr. 8, S. 38/40.



# Röhrentechnik, Elektronenoptik

621.38

DUMÉ, R.: L'électronique dans l'industrie. *Electricien* 71 (1948) S. 3/9, 32/35, 23 Abbildungen.

Röhrenaufbau. Katodenherstellung. Wirkung der Fotozelle. Relaisbetätigung durch Röhren. Phanotron. Ignitron. Thyatron.

621.38:519.283

Bestell-Nr. 1381

SCHWARTZ, L. S.: Statistical methods in the design and development of electronic systems. *Proc. Inst. Radio Engrs.*, N. Y. 36 (1948) Nr. 5, S. 664/670.

621.385:537.533.8

Bestell-Nr. 5050

JONKER, J. L. H.: Sekundäremission in Endröhren. *Philips techn. Rdsch.* 10 (1949) H. 11, S. 347/352, 8 Abbildungen.

Sekundäre Elektronenemission ist eine oft unerwünschte Erscheinung. Besprechung der bekannten Mittel, sie zu vermeiden. Beschreibung der Endpentode DL 41, bei der die Anode präpariert ist. Sie gibt bei 10 % Verzerrung etwa 260 mW ab. Eine Röhre gleicher Type mit nicht präparierter Katode 200 mW.

621.385.032.3

EISENSTEIN, A. S.: Oxide coated cathodes. Im Buche von L. Marton, *Advances in electronics*. N. Y.: Academic Press Inc. 1948.

621.385.17.029.6

Bestell-Nr. 6099

KNIPP, JULIAN K.: On the velocity-dependent characteristics of high frequency tubes. *J. appl. Phys.* 20 (1949) Nr. 5, S. 425 bis 431.

621.385.18:621.316.722.1.015 Bestell-Nr. 6092

BENSON, F. A.: Voltage stabilisers. *Electronic Engng.* 21 (1949) Nr. 256, S. 200/203, 10 Abbildungen.

Übersicht über Schaltmöglichkeiten zur Konstanthaltung von Gleich- und Wechselspannungen mit Gasentladungsröhren und Stabilovolt-Röhren.

621.385.2

Bestell-Nr. 6053

FRASER, D. B.: Noise spectrum of temperature-limited diodes. *Wireless Engr.* 26 (1949) Nr. 307, S. 129/132, 4 Abbildungen.

Die Formel von Schottky für den Schrotoeffekt im Sättigungsstromgebiet gilt nur, solange die Laufzeiten der Elektronen vernachlässigt werden können. Für höhere Frequenzen muß die Formel durch einen Korrekturfaktor ergänzt werden, der eine Funktion der

Frequenz ist; er ist kleiner als eins und nimmt mit wachsender Frequenz ab. Der Korrekturfaktor kann aus der Form bzw. aus dem Frequenzspektrum des induzierten Stromimpulses berechnet werden, den ein einzelnes sich zwischen den Elektroden bewegendes Elektron hervorruft. Die Ausrechnung ergibt sowohl für den Fall der ebenen als auch der zylindrischen Diode einen frequenzmäßigen Verlauf des Korrekturfaktors, der einigermaßen mit den von Spenke angegebenen Kurven übereinstimmt.

621.385.2

Bestell-Nr. 6103

BEGOVIČ, N. A.: High frequency total emission loading in diodes. *J. appl. Phys.* 20 (1949) Nr. 5, S. 457/461, 5 Abbildungen.

Bei den normalen Arbeiten von Hochvakuumröhren als HF-Verstärker beträgt der Anodenstrom nur einen Bruchteil des gesamten Emissionsstromes. Kurz vor der Katode befindet sich ein Potentialminimum, durch das die Elektronen zum größten Teil wieder zur Katode zurückgetrieben werden. Kehren die Elektronen mit einer Energie zur Katode zurück, die größer als ihre Energie bei der Emission ist, so bedeutet das einen Energieentzug aus der steuernden HF-Quelle. Dieser Fall tritt in erster Linie bei Röhren mit sehr kleinen Elektrodenabständen ein.

621.385.2.032.3

FERRIS, W. R.: Some characteristics of diodes with oxide-coated cathodes. *RCA-Rev.* 10 (März 1949) Nr. 1, S. 134/149.

Für das Verhalten von Dioden mit Oxydkatode werden theoretisch abgeleitete Beziehungen mit experimentellen Daten verglichen.

621.385.3

Bestell-Nr. 1393

WOOD, G. W.: Positive-grid characteristics of a triode. *Proc. Inst. Radio Engrs.*, N. Y. 36 (1948) Nr. 6, S. 804/808, 7 Abbildungen.

621.385.4.029:621.396.645.3 Bestell-Nr. 1378

WAGENER, W. G.: 500 Mc/s transmitting tetrode design considerations. *Proc. Inst. Radio Engrs.*, N. Y. 36 (1948) Nr. 5, S. 611 bis 619.

Verstärker für 30 bis 500 MHz unter Verwendung von Trioden und Tetroden. Zwei neue Sende-Tetroden werden beschrieben (4 X 500 A, 500 W und 150 MHz bis 400 MHz; 4 X 150 A mit Oxydkatode, 100 W und 500 MHz). Methoden zur Neutralisierung von Trioden und Tetroden.



**21.885.831**

Bestell-Nr. 6117

BEVAN, P. A. T.: Earthed-grid power amplifiers. *Wireless Engr.* 26 (1949) Nr. 310, S. 235 bis 242, 6 Abbildungen.

Leistungsverstärker mit hochfrequenzmäßig geerdetem Steuergitter für UKW-Sender.

**621.885.831.029.63/.64**

PIERCE, J. R.: Transverse fields in traveling-wave tubes. *Bell Syst. techn. J.* 27 (Okt. 1948) S. 732/746.

**621.885.832:621.897.62**

Bestell-Nr. 6113

MOSS, HILARY: Cathode-ray tubes for television. *Wireless Wld.* 55 (1949) Nr. 7, S. 261/263, 3 Abbildungen.

Vergrößerung der Länge und des Durchmesser des Halses der Katodenstrahlröhre bringt Verbesserung der Abbildungseigenschaften.

**621.885.832**

Bestell-Nr. 6109

THOMASSON, D. W.: Panoramic display-design considerations. *Electronic Engng.* 21 (1949) Nr. 257, S. 259/261, 5 Abbildungen.

Bei dem Panorama-Oszillografen tritt an die Stelle der waagerechten Zeitbasis eine Frequenzskala; die Abhängigkeit der Meßgröße von der Frequenz kann mit einem Blick für einen großen Frequenzbereich übersehen werden. Bei dem „passiven“ Panorama-Oszillografen wird ein Signal frequenzmäßig durch einen Überlagerungsoszillator abgetastet, dessen Frequenz kontinuierlich und mit regelmäßiger Wiederholung verändert wird. Bekannteste Anwendung: der Panorama-Empfänger. Der „aktive“ Panorama-Oszillograf zeigt die Frequenzkurven von Verstärkern, Mikrofonen, Lautsprechern usw.; auch hier ist der die Meßfrequenz erzeugende und kontinuierlich und mit regelmäßiger Wiederholung in der Frequenz veränderliche Oszillator in den Oszillografen eingebaut. Das Auflösungsvermögen des Panorama-Oszillografen.

**621.885.832**

Bestell-Nr. 6116

RAWCLIFFE, G. H.: Shock-impulsed spiral time base. *Wireless Engr.* 26 (1949) Nr. 310, S. 242/244, 3 Abbildungen.

Legt man parallel zu einem Schwingkreis einen aus hintereinandergeschaltetem Widerstand und Kondensator bestehenden Phasenschieber und gibt die Spannung am Widerstand an die senkrechten, die Spannung am Kondensator an die waagerechten Ablenkplatten einer Braunschen Röhre, so erhält

man auf dem Leuchtschirm eine logarithmische Spirale, wenn der Schwingkreis zu gedämpften Schwingungen angestoßen wird.

**621.885.832**

Bestell-Nr. 2065

HUBER, H.: Détermination d'un canon électronique en tenant compte de la charge spatiale du faisceau. *Ann. Radioelectr.* 4 (1949) Nr. 15, S. 26/32, 5 Abbildungen.

Ableitung von Beziehungen für ein System zur Erzeugung von Elektronenstrahlbündeln großer Dichte und geringer Streuung aus den gegebenen elektrischen und magnetischen Größen. Die theoretisch abgeleiteten Beziehungen werden durch Messungen an einem ausgeführten Modell bestätigt.

**621.885.832**

PENSAK, L.: The Graphechon — A picture storage tube. *RCA-Rev.* 10 (März 1949) Nr. 1, S. 59/73.

Eine Katodenstrahlröhre mit einem Aufzeichnungs- und einem Abtaststrahlensystem dient zur Speicherung von Ladungsbildern auf einem Isolierschirm.

**621.885.833:535.317.25**

Bestell-Nr. 1426

GABOR, D.: A new microscopic principle. *Nature, Lond.* 161 (1948) Nr. 4098, S. 777/778.

**621.839+621.895.64**

Bestell-Nr. 6058

GOLDSTEIN, H.: Ein einfacher Zählrohrverstärker. *Z. angew. Physik I* (1949) Heft 7, S. 329/330, 2 Abbildungen.

Einfache Verstärkerschaltung ohne Unterbrechung mit Dehnung der etwa  $10^{-4}$  sec langen Zählrohrimpulse durch Gittergleichrichtung zum Antrieb mechanischer Zählwerke. Anwendungsbereich etwa 20...100 Impulse in der Minute.

## Fernmeldetechnik

**621.892**

Bestell-Nr. 6060

RODDAM, TH.: Communication theory. *Wireless Wld.* 55 (1949) Nr. 5, S. 162/164, 6 Abbildungen.

Der Umfang einer aus einer Folge von Rechteckimpulsen bestehenden Nachricht (Telegraphie oder Telephonie mit Impuls-Code-Modulation), die innerhalb der Zeit T übermittelt werden kann, ist der Größe  $(1+S)BT$  proportional, wo S das Verhältnis Signalspannung zu Rauschspannung und B die

Bandbreite des Übertragungssystems ist. Zwei Systeme 1 und 2 sind daher bezüglich ihrer größtmöglichen Übermittlungsgeschwindigkeit dann gleichwertig, wenn  $(1 + S_1)B_1 = (1 + S_2)B_2$  erfüllt ist. Hieraus ergibt sich, wie bei einer Einschränkung der Bandbreite das Verhältnis Signalspannung zu Rauschspannung im Sender vergrößert werden muß.

#### 621.392

BENNETT, W. R.: Spectra of quantized signals. *Bell Syst. techn. J.* 27 (1948) Nr. 3, S. 446/472, 11 Abbildungen.

#### 621.392 + 778.3

Bestell-Nr. 6080

COURTNEY-PRATT, J. S.: A new method for the photographic study of fast transient phenomena. *Research 2* (1946) Nr. 6, S. 287 bis 294, 7 Abbildungen.

Zur fotografischen Aufnahme schnell veränderlicher Vorgänge wird der Vorgang mit einem normalen Bildwandler abgebildet, aber die Beschleunigungsspannung nur als kurzzeitiger Impuls an den Bildwandler gelegt. Es lassen sich Belichtungszeiten von  $10^{-8}$  bis  $10^{-7}$  Sek. erreichen. Gegenüber der Kerrzelle hat der Bildwandler den Vorteil, nicht nur keine Lichtverluste zu verursachen, sondern sogar noch als Lichtverstärker zu wirken. Auch Reihenaufnahmen von vier bis neun Bildern mit einem zeitlichen Abstand von  $10^{-8}$  Sek. zwischen zwei Bildern können hergestellt werden, wenn man das Bild auf dem Leuchtschirm des Bildwandlers durch treppenförmige Magnetfelder in senkrechter und waagerechter Richtung ruckweise verschiebt.

#### 621.392 + 621.396.67

BOUWKAMP, C. J.: Concernant a new transcendent, its tabulation and application in antenna theory. *Quart. appl. Math.* 4 (1948) S. 394/402.

Es wird eine neue Funktion  $E_1(z)$  erörtert, die zum Integral-Sinus und Cosinus in der gleichen Beziehung steht, wie letztere zu den gewöhnlichen Sinus- und Cosinusfunktionen. Der Autor zeigt die Anwendung dieser Funktion zur Lösung des Hallénschen Antennenproblems. Außerdem werden Tabellen für weitere Antennenfunktionen angegeben.

#### 621.392

RICE, S. O.: Statistical properties of a sine wave plus random noise. *Bell Syst. techn. J.* 27 (Jan. 1948) S. 109/157.

#### 621.392:621.396.619

STUMPERS, F. L. H. M.: Distorsie van signalen met frequentie-modulatie bij doorgang door elektrische netwerken. *T. Ned. Radio-gen.* 13 (1948) S. 1/21.

Die Verzerrung, die auftritt, wenn ein FM-Signal durch elektrische Netzwerke läuft, wird mit Hilfe der Fourier-Analyse oder mit den Carson- und Fry-Reihen berechnet. Diese Verfahren werden untersucht. Es läßt sich nachweisen, daß diese Reihen nur asymptotisch konvergieren. Eine andere asymptotische Reihenentwicklung wird angegeben, die sich besser für FM eignet, und auf einfache Netzwerke (einzeln abgestimmte Kreise, gekoppelte Kreise) angewendet. Schließlich werden noch die Erzeugung von Harmonischen und Zwischenmodulation behandelt.

#### 621.392.2:621.392.5

MUMFORD, W. W.: Maximally-flat filters in waveguide. *Bell Syst. techn. J.* 27 (Okt. 1948) S. 684/713.

#### 621.392.26:621.392.64:512.331

RICE, S. O.: Reflections from circular bends in rectangular wave guides — Matrix theory. *Bell Syst. techn. J.* 27 (1948) Nr. 2, S. 305/349. Ausbreitung von Wellen in Wellenleitern von rechteckigem Querschnitt. Ableitung von vereinfachten Formeln.

#### 621.392.26

BUDENBOM, H. T.: Analysis and performance of waveguide-hybrid rings for microwave. *Bell Syst. techn. J.* 27 (Juli 1948) Nr. 3, S. 473/486, 9 Abbildungen.

#### 621.392.26:621.392.64:621.317.3.012.8

Bestell-Nr. 1386

MARCUVITZ, N.: On the representation and measurement of waveguide discontinuities. *Proc. Inst. Radio Engrs.*, N. Y. 36 (1948) Nr. 6, S. 728/735, 8 Abbildungen.

#### 621.392.5

PETERSON, L. C.: Equivalent circuits of linear active four-terminal networks. *Bell Syst. techn. J.* 27 (Okt. 1948) S. 593/622.

#### 621.392.5:621.396.662.3:621.396.611.21

Bestell-Nr. 1392

VORMER, J. J.: Quartz filter crystals with low inductance. *Proc. Inst. Radio Engrs.*, N. Y. 36 (1948) Nr. 6, S. 802/804.

**621.392.5**

Bestell-Nr. 2127

TELLEGEN, B. D. H.: The synthesis of passive, resistanceless four-poles that may violate the reciprocity relation. *Philips Res. Rep.* 3 (1948) S. 321/337, 10 Abbildungen.

Es werden widerstandslose, passive Vierpole, die dem Umkehrungssatz nicht zu gehorchen brauchen, untersucht. Sie können durch Induktivitäten, Kapazitäten, ideale Transformatoren und ideale Gyratoren dargestellt werden. Für jeden Grad gibt es zwei Typen von Vierpolen; sie können ineinander überführt werden, indem man jedes Klemmenpaar mit einem idealen Gyrtator verbindet. Die notwendigen und hinreichenden Bedingungen für die Realisierung werden abgeleitet.

**621.392.53**

Bestell-Nr. 2101

CLAVIER, A. G., PANTER, P. F. u. DITE, W.: Reduction by limiters of amplitude modulation in an amplitude- and frequency-modulated wave. *Electr. Commun.* 25 (1948) Nr. 3, S. 291/299, 14 Abbildungen.

Mathematische Methode zur Berechnung des Verhaltens von Begrenzern gegenüber gleichzeitig amplituden- und frequenzmodulierten Signalen.

**621.394.441**

MATTE, A. L.: A multi-channel carrier telegraph system. *Bell Syst. techn. Publ. Monogr. B-1529*, 4 S. Aus *Railway Signaling* 40 (Dec. 1947) S. 778/781.

Tonfrequenzsystem 40AC1 mit 12 Duplex oder Simplex-Verbindungen auf 4 Drähten oder 6 Verbindungen auf 2 Drähten.

**621.394.645.31**

Bestell-Nr. 1435

RÜCKERT, HANS: Hochfrequenzverstärkerstufen mit besonders hoher Empfindlichkeit und Trennschärfe speziell für Kurzwellen- und Ultrakurzwellen-Geräte. *Arch. elektr. Übertr.* 3 (1949) Nr. 1, S. 24/31.

Definition des Empfindlichkeitsbegriffes. Rauschspannung. Brownische Molekularbewegung. Röhrenrauschen. Eingangswiderstand. Schwingkreis-Anpassung. Antennen-ankopplung. Rückkopplungen und Gegenkopplungen. Phasenverschiebung und Laufzeiteffekt. Verbesserung des Eingangswiderstandes. Empfindlichkeitssteigerung. Kreuzmodulation. Verminderung der Rauschstörungen. Röhrenentwicklung.

**621.394.73:621.315.2**

Bestell-Nr. 2103

PAVEL, E. A.: CCIF-Empfehlungen für neue Rundfunkleistungen hoher Güte. *Fernmeldetechn. Z.* 2 (1949) Nr. 3, S. 65/68, 3 Abbildungen.

Zusammenstellung der vom CCIF in Montreux 1946 ausgearbeiteten Bedingungen für „hochqualifizierte Rundfunkleistungen“.

**621.395.61.08**

Bestell-Nr. 2118

RUDNICK, I. u. STEIN, M. N.: Reciprocity free field calibration of microphones to 100 Kc in air. *J. acoust. Soc. Amer.* 20 (1948) Nr. 6, S. 818/825.

**621.395.618.4**

Bestell-Nr. 2060

GRIESE, H. J.: Ein neues Tauchspulennmikrofon. *Fernmeldetechn. Z.* 1 (1948) S. 227 bis 232, 13 Abbildungen.

Beschreibung eines neu entwickelten Tauchspulennmikrofons, das annähernd gleiche Empfindlichkeit für alle Schalleinfallrichtungen aufweist. Ein um die Membrane angeordneter Zerstreuungsring verringert die schädliche Druckstauung und verlegt den dadurch bedingten Empfindlichkeitsanstieg nach so hohen Frequenzen, daß keine zusätzliche Kompensation erforderlich ist. Der Winkel für seitlichen Schalleinfall ist etwa  $5 \times$  größer als der für frontalen.

**621.395.61**

Bestell-Nr. 1414

MASSA, F.: Sound pressure measurement equipment for the range 50 cycles to 250 kc. *J. acoust. Soc. Amer.* 20 (1948) Nr. 4, S. 451 bis 454, 8 Abbildungen.

Kleinmikrofon mit sehr hoher akustischer Impedanz.

**621.395.62:534.864.4**

Bestell-Nr. 6108

OLIPHANT, W. D.: The electromagnetic horn. *Electronic Engng.* 21 (1949) Nr. 257, S. 255/258, 3 Abbildungen.

**621.395.625.2.019.6**

Bestell-Nr. 1456

PETTUS, J. L.: Disk recorder for motion picture production. *J. Soc. Mot. Pict. Engrs.* 52 (1949) Nr. 4, S. 417/426.

**621.395.625.2:534.85:681.851**

Bestell-Nr. 1413

WIGGINS, A. M., & LEWIS, F. S.: A single shear plate crystal phonograph pick-up. *J. acoust. Soc. Amer.* 20 (1948) Nr. 4, S. 448 bis 450, 7 Abbildungen.

Abspielkristall mit Metalldrahtüberspannung.



**621.395.625.2.019.6**

Bestell-Nr. 1457

DAVIS, C. C.: Synchronous disk recorder drive. *J. Soc. Mot. Pict. Engrs.* 52 (1949) Nr. 4, S. 427/433.

## Funktechnik

**621.396.029.6**

● RICHTER, HEINZ: Rundfunk- und UKW-Technik. Ein Hilfsbuch. München: Hanss Reich Verlag 1949. 318 S., 65 Abbildungen, 74 Tabellen.

Vorschriften und Bestimmungen. Gebrauchsformeln und Rechenunterlagen über 65 Teilgebiete. UKW und Frequenzmodulation. Mathematische und physikalische Tabellen.

**621.396(069)**

Bestell-Nr. 1438

L'électricité au XVIII<sup>e</sup> salon international de l'Aéronautique. *Rev. gén. Electr.* 58 (1949) Nr. 5, S. 67 B/70 B.

Bodeneinrichtungen. Bordanlagen. Meßinstrumente. Röhren. Fernsteuerungen. Ausstellungsgegenstände aus dem Auslande.

**621.396.11 + 621.396.619**

NORTON, K.A.: Propagation in the FM broadcast band. Im Buche von L. Marton, *Advances of electronics*. N. Y. Academic Press, Inc. 1948.

**621.396.11**

Bestell-Nr. 1439

KAHAN, T., & ECKART, G.: La propagation des ondes électromagnétiques au-dessus du sol. Solution du problème de l'onde de surface. *J. Phys. Radium* (8) 10 (1949) Nr. 5, S. 165/176.

**621.396.11:621.315.33**

Bestell-Nr. 1443

FRANZ, WALTER: Durchlässigkeit von Drahtgittern für elektrische Wellen. *Z. angew. Phys.* 1 (1949) Nr. 9, S. 416/423, 5 Abbildungen.

Einzelgitter bei senkrechtem Einfall. Summation der Hankel-Funktionen. Aufstellung der Randbedingungen. Durchlässigkeit. Ausstrahlung eines schräg angestrahlten Gitters. Durchgang durch ein System paralleler Gitter. Sekundärstrahlung der Gitter. Berechnung der Gittererregung. Durchlässigkeit des Gitters. Durchgang durch ein Doppelgitter.

**621.396.11:551.510.535:538.566.3**

Bestell-Nr. 1423

APPLETON, E. V., BEYNON, W. J. G., & PIGOTT, W. R.: Anomalous effects in ionospheric absorption. *Nature, Lond.* 161 (1948) Nr. 4103, S. 967/968, 2 Abbildungen, 1 Tabelle.

**621.396.11:551.510.535**

Bestell-Nr. 1389

HACKE, J. E. jr., & WAYNICK, A. H.: Restricted-range sky-wave transmission. *Proc. Inst. Radio Engrs.*, N. Y. 36 (1948) Nr. 6, S. 787/793, 12 Abbildungen.

2,4 MHz-Zeichen können bei Reflexion an der E-Schicht über 2000 km empfangen werden. Versuche über 500 km mit Richtantennen. Wechsel in der Antennenart und Frequenzlage werden erörtert.

**621.396.11:551.510.535**

McNISH, A. G.: Ionospheric research. Im Buche von L. Marton, *Advances of electronics*. N. Y. Academic Press, Inc. 1948.

**621.396.11:538.566.3:551.510.535**

Bestell-Nr. 1385

HACKE, J. E. jr.: An approach to the approximate solution of the ionosphere absorption problem. *Proc. Inst. Radio Engrs.*, N. Y. 36 (1948) Nr. 6, S. 724/727.

**621.396.11.029.64:621.396.812.4.029.64**

Bestell-Nr. 1382

THOMPSON, L. E.: Microwave propagation experiments. *Proc. Inst. Radio Engrs.*, N. Y. 36 (1948) Nr. 5, S. 671/676.

Relaisübermittlungen von 3000 bis 4000 MHz. Brechung der Wellen in der Atmosphäre.

**621.396.11**

Bestell-Nr. 1363

SULZER, P. G.: High power ionospheric measuring equipment. *Proc. Inst. Radio Engrs.*, N. Y. 36 (1948) Nr. 3, S. 389/394, 11 Abbildungen.

**621.396.11:551.510.535**

Bestell-Nr. 1365

SEATON, S. L.: Magnetoionic multiple refraction at high latitudes. *Proc. Inst. Radio Engrs.*, N. Y. 36 (1948) Nr. 4, S. 450/454

**621.396.65:523.3**

Bestell-Nr. 1380

GRIEG, D. D., METZGER, S., & WAER, R.: Considerations of moon-relay communication. *Proc. Inst. Radio Engrs.*, N. Y. 36 (1948) Nr. 5, S. 652/663.

**621.396.65.029.64**

Bestell-Nr. 1383

SHARP, C. E., & LACY, R. E.: A portable microwave communication set. *Proc. Inst. Radio Engrs.*, N. Y. 36 (1948) Nr. 5, S. 676 bis 680.

Leistung: 20 W. Reichweite: 8 km. Frequenzbereich: 2200 bis 2400 MHz.



**621.396.665:621.396.645.371** Bestell-Nr. 1368

OLIVER, B. M.: Automatic volume control as a feedback problem. *Proc. Inst. Radio Engrs.*, N. Y. 36 (1948) Nr. 4, S. 466/473.

**621.396.67.012:621.396.11** Bestell-Nr. 3002

KÖHLER, H.: Vertikale Antennenkennlinien über inhomogenem Gelände. *Elektrotechn.* 2 (1948) Nr. 11, S. 297/304.

Messungen haben ergeben, daß die Schwerpunkthöhe vertikaler Antennenanordnungen über inhomogenem Gelände möglichst nicht über  $1,35 \lambda$  betragen darf. Vom Verfasser sind mit entsprechenden Antennenanordnungen eine Reihe von Ergebnissen erzielt worden. Nur mit dieser Antennenhöhe ist es möglich, eine gute Übereinstimmung beim Stenzelschen Peilverfahren zwischen den theoretischen und praktischen Werten zu erzielen. An jedem Standort ist zusätzlich nur jeweils ein einmaliges Eichen zur Berücksichtigung der Inhomogenität des Bodens notwendig.

**621.396.671.001** Bestell-Nr. 6098

WAIDELICH, D. L.: General folded-dipole antenna design. *Commun.* 29 (1949) H. 4, S. 18/20 u. 30, 9 Abbildungen.

Der gefaltete Dipol ist ein in der Mitte gespeister Stab-Dipol, bei dem die beiden Stäbe U-förmig zusammengeklappt sind. Die Richteigenschaften des gefalteten Halbwellendipols sind die gleichen wie die des normalen Halbwellendipols, jedoch zeichnet sich der gefaltete Dipol durch die größere Reichweite und die bequeme Veränderung des Strahlungswiderstandes aus, der durch einen in seiner Länge regelbaren Abstimmansatz zwischen Null und dem Maximalwert variiert werden kann, ohne die Richtcharakteristik zu beeinflussen.

**621.396.671.001** Bestell-Nr. 6101

PAPAS, CH. H.: On the infinitely long cylindrical antenna. *J. appl. Phys.* 20 (1949) Nr. 5, S. 437/440, 2 Abbildungen.

Die Antenne in der Gestalt eines unendlich langen, gutleitenden Kreiszylinders wird an einer Stelle ihres Querschnittes von einer Spannungsquelle erregt. Es wird das elektromagnetische Feld in großen Entfernungen von der Antenne, der Strahlungswiderstand der Antenne und der Strom auf der Antenne für große Abstände von der Erregungsstelle berechnet.

**621.396.712.2:584.361.1:621.316.345:**

**621.396.664** Bestell-Nr. 1388

MONROE, R. B., & PALMQUIST, C. A.: Modern design features of CBS studio audio facilities. *Proc. Inst. Radio Engrs.*, N. Y. 36 (1948) Nr. 6, S. 778/786, 11 Abbildungen.

Kontrollgerät mit 11 Mischschaltungen für 9 Mikrofone und Raumakustikeinrichtungen.

**621.396.812.5**

HERBSTREIT, J. W.: Cosmic radio noise. Im Buche von L. Morion, *Advances in electronics*. N. Y. Academic Press, Inc. 1948.

**621.396.822:621.396.619.16** Bestell-Nr. 1364

MOSKOWITZ, S., & GRIEG, D. D.: Noise-suppression characteristics of pulse-time modulation. *Proc. Inst. Radio Engrs.*, N. Y. 36 (1948) Nr. 4, S. 446/450.

**621.396.822:523.72.029.3** Bestell-Nr. 1219

MENZEL, D. H., u. SALISBURY, W. W.: Audio-frequency radio waves from the sun. *Nature, Lond.* 161 (1948) Nr. 4081, S. 91.

Prüfung des Bandes von 1 bis 500 Hz auf Einfluß durch Sonne und Ionosphäre.

**621.396.822:523.72.029.64** Bestell-Nr. 1218

GIOVANELLI, R. G.: Emission of enhanced microwave solar radiation. *Nature, Lond.* 161 (1948) Nr. 4082, S. 133/134, 1 Tabelle.

**621.396.822:621.396.9** Bestell-Nr. 1376

GOLDMAN, S.: Some fundamental considerations concerning noise reduction and range in radar and communication. *Proc. Inst. Radio Engrs.*, N. Y. 36 (1948) Nr. 5, S. 584/594.

**621.396.933.4:621.396.11** Bestell-Nr. 6037

CALENDAR, M. V.: Range of V. H. F. Wireless Wld. 55 (1949) Nr. 3, S. 107/108, 2 Abbildungen.

Aus den berechneten Kurven, die die Reichweite einer mit 120 MHz arbeitenden Bodenstation für verschiedene Senderstärken und Antennenhöhen in Abhängigkeit von der Höhe des empfangenden Flugzeuges wiedergeben, läßt sich die Faustformel ableiten, daß eine Vergrößerung der Senderleistung auf das Zehnfache eine Erhöhung der Reichweite um rund 10 Meilen (16 km) für alle in einer Höhe zwischen 50 und 5000 m fliegenden Flugzeuge bedeutet.

**621.396.97**

CONUS, G.: Historique, organisation actuelle et projets d'avenir de la radiodiffusion. *Bull. U. I. R. (Suisse)* 1948 Nr. 266, S. 162/189. Rundfunkeinrichtungen in der Schweiz.

**621.396.99:539**

Bestell-Nr. 3008

VERSE, H.: Zyklotron, Betatron und Synchrotron. *ETZ* 70 (1949) H. 2, S. 35/41, 11 Abbildungen.

Elektrische Elementarteilchen werden sowohl bei dem Zyklotron, Betatron als auch bei den Arten des Synchrotrons durch ein elektrisches Feld beschleunigt, das tangential zu einer Beschleunigungsbahn gerichtet ist. Zyklotron und Synchro-Zyklotron beschleunigen absatzweise, das Betatron stetig. Eine Kombination beider Verfahren benutzt das Synchro-Betatron. Es werden die Bestimmungsgleichungen für die Geschwindigkeit der Ladungsträger, den Endwert der Bewegungsenergie und der Umlaufzahl auf die Bewegungsbahn abgeleitet. Für die verschiedenen Ausführungsformen wird der grundsätzliche Aufbau, die Bahnbedingungen und der Ablauf des Beschleunigungsvorganges behandelt.

## Sender

**621.396.61**

Bestell-Nr. 1447

GRAMMER, GEORGE: Pointers in harmonic reduction. *QST* 33 (1949) Nr. 4, S. 14/22.

**621.396.61(73)**

Bestell-Nr. 1155

BOARD, K. R.: Internal short-wave stations. *Radio News* 39 (1948) Nr. 2, S. 62/63, 88, 92, 94, 96, 98, 100, 102.

Tabelle der Kurzwellenstationen.

**21.396.61**

Bestell-Nr. 1198

BROWN, MALCOLM H.: More PEP for your FM pilotuner. *Radio News* 39 (1948) Nr. 5, S. 58/59, 150, 152, 154, 4 Abbildungen. Zusatzgerät mit 6 AK 5-Stufe.

**621.396.61**

Bestell-Nr. 1202

PETERSON, WILBERT T.: An inexpensive FM tuner. *Radio News* 39 (1949) Nr. 5, S. 46/47, 3 Abbildungen.

Verwendung der Röhren 14 FB und 35 W 4.

**621.396.61**

Bestell-Nr. 1200

BANN, J.: A crystal controlled signal generator. *Radio News* 39 (1948) Nr. 5, S. 51, 180/181, 2 Abbildungen.

Röhrenbestückung: 5 OB 5, 5 OB 5 und 12 AT 6.

**621.396.61**

Bestell-Nr. 1199

WHITAKER, JAMES N.: The ideal grid dip oscillator. *Radio News* 39 (1948) Nr. 5, S. 56/57, 131/132, 4 Abbildungen.

Bauanweisung. Röhre: 957.

**621.396.61**

Bestell-Nr. 1196

SMITH, WARDELL H.: Trough line tuner for v. h. f. *Radio News* 39 (1948) Nr. 5, S. 64/65, 174, 176, 5 Abbildungen.

Gerät für das Band von 78 bis 153 MHz mit den Röhren 6 AK 5, 6 AK 5 und 902.

**621.396.61**

Bestell-Nr. 1193

PALMER, R. N., u. LONGACRE, H. C. N.: 360 Watt transmitter for phone or NBFM. *Radio News* 39 (1948) Nr. 5, S. 69/71, 128, 6 Abbildungen.

Schaltbild unter Benutzung der Röhren 117 Z 6, 6 X 5 G, 866 A, 3 D 24 und 807.

**621.396.61:621.392.52**

Bestell-Nr. 1452

CHAMBERS, C. VERNON: Bandpass circuits in a multiband transmitter. Fewer tuning controls without gang tuning. *QST* 33 (Mai 1949) Nr. 5, S. 21/26.

**621.396.61.002.2:621.392.52**

STAUB, RFIDOLIN: Kettenförmige Ultrakurzwellen-Bandfilter aus quasistationären Schwingtöpfen. (*Hochfrequenztechnik* 8) Zürich: Leemann 1947, 43 Abbildungen, 10 sfr.

**621.396.611.1.029.63:621.396.615.14.029.63**

Bestell-Nr. 3003

MEGLA, G.: Topfkreise als Resonatoren der Dezimeterwellentechnik. *Elektrotechn.* 2 (1948) H. 11, S. 305/312, 21 Abbildungen.

Im Dezimeterwellengebiet von 10...100 cm werden vorwiegend abgestimmte Lecherleitungen, bestehend aus kurzen, beiderseitig abgeschlossenen Rohrleitungen, verwendet. Für solche Schwingungskreise hat sich die Bezeichnung Topfkreise eingeführt. Die Ankopplungsbedingungen von Topfkreisen und ihre Ausbildung als Mischkreise werden besprochen. Durch Einführung von Scheibenröhren ist es möglich geworden, die hohe Güte der Topfkreise für Sender- und Verstärkerschaltungen auszunutzen. Die Frequenzregelung erfolgt dabei meist durch eine Längenänderung bzw. durch eine kombinierte Längen- und Wellenwiderstandsabstimmung. An Hand von Ersatzschaltungen werden die Resonanzbedingungen erläutert und Formeln für die Berechnung des Resonanzwiderstandes und der Dämpfung gegeben.

**621.396.615 + 679.56** Bestell-Nr. 1400

Hochfrequenz-Röhrengeneratoren für die Kunststoffindustrie. *Kunststoffe* 39 (1949) Nr. 4, S. 89/90.

**621.396.615** Bestell-Nr. 1401

PFEFFERL, A. W.: Generatoren für die elektrische Erhitzung mittels Hochfrequenz. *Kunststoffe* 39 (1949) Nr. 4, S. 86/89.

Grundlagen. Industrie-Generatoren für Hochfrequenzheizung. Praktische Erfahrungen. Generatoren für größere Leistungen.

**621.396.615 + 679.56**

STÄGER, H.: Härtung von Kunststoffen im Hochfrequenzfeld. *BBC Mitt.* 34 (1947) H. 617, S. 129/138; *Auszug in Kunststoffe* 39 (1949) Nr. 4, S. 85.

**621.396.615:621.316.729** Bestell-Nr. 1391

AIGRAIN, P. R., & WILLIAMS, E. M.: Pseudosynchronization in amplitude-stabilized oscillators. *Proc. Inst. Radio Engrs.*, N. Y. 36 (1948) Nr. 6, S. 800/801, 2 Abbildungen.

Schaltung zur Verhinderung des „Ziehens“. Wird die Differenz zwischen dem Zeichen und dem stabilisierten Schwingungskreis sehr klein, so wird die Schwingung verschwinden und der Verstärker wirkt als „regenerativer“ Verstärker für das Zeichen; das „Ziehen“ wird nicht auftreten. Vergleich mit den Ergebnissen von Adler.

**621.396.615.072.6.078.3** Bestell-Nr. 6089

GLADWIN, A. S.: Oscillation amplitude in simple valve oscillators. *Wireless Engr.* 26 (1949) Nr. 309, S. 201/209, 1 Abbildung.

Die Bedingungen für die Amplitudenstabilität in einfachen Oszillatorschaltungen werden abgeleitet.

**621.396.615.14:621.316.726.078.3**

Bestell-Nr. 1390

TULLER, W. G., GALLOWAY, W. C., & ZAFFARANO, F. P.: Recent development in frequency stabilization of micro-wave oscillators. *Proc. Inst. Radio Engrs.*, N. Y. 36 (1948) Nr. 6, S. 794/800, 9 Abbildungen.

System von Pound.

**621.396.611.1:621.396.619.13**

CAMBI, E.: Trigonometric components of a frequency-modulated wave. *Proc. Inst. Radio Engrs.* 36 (Jan. 1948) Nr. 1, S. 42/49, 1 Abbildung, 2 Tabellen.

Frequenzmodulierte Wellen. Berechnungsunterlagen.

**621.396.615.072.9**

DIEMER, FRITZ: Über Synchronisierung von Röhrengeneratoren durch modulierte Signale. (*Hochfrequenztechnik* 7) Zürich: Leemann 1947, 35 Abbildungen, 10,80 sfr.

**621.396.615.072.9**

BRAUN, A.: Der frequenzstabile Schwingtopf-Generator. (*Hochfrequenztechnik* 4) Zürich: Leemann 1946, 37 Abbildungen, 7,50 sfr.

**621.396.615:621.317.79**

NAJORK, J.: A new AM-FM signal generator. *Radio News* 39 (1948) Nr. 2, S. 49/51, 106, 108, 110, 112, 9 Abbildungen.

YGS 3 Sender der General Electric. 11 Röhren. Bereich von 100 Hz bis 150 MHz, FM für 1, 20 und 50 MHz mit Abweichungen von  $\pm 20$ ,  $\pm 300$  und  $\pm 750$  Hz/s Niederfrequenz-erzeugung. Kontrollquarz von 1 MHz.

**621.396.615.12**

Bestell-Nr. 1231

MOUZON, J. C.: A novel oscillator. *Rev. sci. Instrum.* 19 (1948) Nr. 2, S. 76/78, 4 Abbildungen.

Anordnung mit induktiver Kopplung zwischen Anode und Katode und geerdetem Gitter. Benutzung in Verbindung mit einem Manometer nach Bourdon.

**621.396.615.14:621.385.15** Bestell-Nr. 4004

MAURER, G.: Die Sekundärelektronen-Vervielfacher. *Das Elektron* 3 (1949) H. 5, S. 175 bis 182.

Theorie der SE-Verstärker. Statische und dynamische Ausführungen. Elektronenoptische Probleme. Kennlinien. Anwendungsmöglichkeiten.

## Modulation

**621.396.619**

Bestell-Nr. 6105

TUCKER, M. J.: A high voltage ring modulator. *Electronic Engng.* 21 (1949) Nr. 257, S. 239/242, 10 Abbildungen.

Legt man an den Ringmodulator eine Schaltungsspannung von der gleichen Frequenz wie die Signalspannung, so ist die Ausgangsspannung des Modulators dem Cosinus des Phasenwinkels zwischen Signal- und Schaltungsspannung proportional. Diese phasenempfindliche Gleichrichtung gelingt aber nur bei sehr kleinen Signalspannungen. Größere Signalspannungen können mit dem Ringmodulator phasenempfindlich gleichgerichtet werden, wenn man mit jedem der vier Gleichrichterelemente des



Modulators eine Gleichspannung in Reihe legt. Diese Vorspannung kann auch automatisch durch Widerstände mit Parallelkondensatoren hergestellt werden.

**621.396.619:621.396.622:621.3.094**

Bestell-Nr. 1437

HEYMANN, OTTO: Beitrag zur allgemeinen Theorie der Modulation und Demodulation bei beliebig verlaufender Kennlinie. *Arch. elektr. Übertr.* 3 (1943) Nr. 3, S. 73/79.

Eine beliebig gegebene Kennlinie wird durch das Doppel-Integral von Fourier dargestellt, wodurch die Ausgangsspannung der Röhre sich unmittelbar als eine nach den Vielfachen der Hochfrequenz geordnete Fourier-Reihe ergibt.

**621.396.619.004.15**

Bestell-Nr. 6084

RODDAM, TH.: Distortion in F. M. *Wireless Wld.* 55 (1949) Nr. 6, S. 218/220, 6 Abbildungen.

Durch die frequenzabhängige Phasendrehung in den Resonanzkreisen, vorwiegend also in den Zwischenfrequenzstufen, und die dadurch verursachten Laufzeitunterschiede zwischen der Mittelfrequenz und den Seitenbändern, sowie durch das Einschwingen, entstehen Verzerrungen der Modulationskurve. Die Verzerrungen sind um so größer, je besser die Kreisgüte der Resonanzkreise ist. Bei genau auf die Mittelfrequenz abgestimmten Kreisen tritt hauptsächlich die dritte Harmonische, bei verstimmtten Kreisen auch die zweite Harmonische auf. Bei Bandfiltern sind diese Verzerrungen noch größer, da hier die Phasendrehungen größer und keine lineare Funktion der Frequenz sind.

## Empfänger

**621.396.621.59**

Bestell-Nr. 1434

MEINEL, EUGEN: Ein Verfahren der verzerrungsfreien Demodulation von Einseitenbandschwingungen. *Arch. elektr. Übertr.* 3 (1949) Nr. 2, S. 37/46.

Nichtlineare Verzerrungen bei der Gleichrichtung von Einseitenbandschwingungen. Verzerrungsfreie Demodulation von Einseitenbandschwingungen. Quadratische und lineare Empfangsgleichrichtung. Vorteile des neuen Verfahrens beim Einseitenband-Drahtfunk, Einseitenband-Rundfunk.

**621.396.622:621.396.619.13** Bestell-Nr. 1394

LABIN, E.: Theory of frequency counting and its application to the detection of

frequency-modulated waves. *Proc. Inst. Radio Engrs.*, N. Y. 36 (1948) Nr. 7, S. 828/829.

## Verstärker

**621.396.64**

Bestell-Nr. 5051

LIENEWEG, F.: Gleichspannungsverstärker mit hochohmigen Elektroden für pH-Messungen. *Chemie-Ing.-Techn.* 21 (1949) H. 9/10, S. 185/189, 11 Abbildungen.

Zusammenfassung gegengekoppelter mehrstufiger Gleichspannungsverstärker mit mechanischer oder elektrischer Modulation und Gegenkopplung. Beschreibung eines neuen Gleichspannungsverstärkers mit elektrischer Modulation und Gegenkopplung, der ohne Gleichrichterelemente unmittelbar am Netz angeschlossen werden kann.

**621.396.64.029.64**

FRISS, H. T.: Microwave repeater research. *Bell Syst. techn. J.* 27 (April 1948), S. 183/246.

**621.396.643.029.64**

Bestell-Nr. 1374

GOODALL, W. M.: Experimental studies of a remodulating repeater. *Proc. Inst. Radio Engrs.*, N. Y. 36 (1948) Nr. 5, S. 580/583. Ein Superhetempfänger wird mit einer UKW-Reflexschaltung zu einem Verstärker verbunden. Messung dieses Aufbaues mit 1  $\mu$ s Impulsen und Beobachtung der Verzerrung nach mehreren Durchläufen. Oszillogramme zeigen die Vervollkommenung mit und ohne Phasenausgleich für 1 bis 30 Durchläufe.

**621.396.645.004.15**

Bestell-Nr. 6087

BEVAN, F. A. T.: Earthed-grid power amplifiers. *Wireless Engr.* 26 (1949) Nr. 309, S. 182/192, 7 Abbildungen.

Gittergesteuerte Röhren mit geerdeter Katode in der Endstufe von Ultrakurzwellensendern arbeiten mit schlechtem Wirkungsgrad, da die Gitter-Anodenkapazität die maximale Leistungsabgabe herabsetzt. Die Röhre muß daher bis zur äußersten Grenze belastet werden. Eine Verbesserung tritt ein, wenn man das Gitter auf Erdpotential festlegt und das Katodenpotential aussteuert.

**621.396.645**

Bestell-Nr. 6088

THOMSON, J.: Transit-time effects in U. H. F. valves. *Wireless Engr.* 26 (1949) Nr. 309, S. 192/199, 6 Abbildungen.

Die raumladungsfreie Gitter-Anodenstrecke kann als Dämpfungswiderstand aufgefaßt werden, dessen Wert eine Funktion des



Elektronen-Laufzeitwinkels ist. Für den Winkel null ist der Widerstand unendlich groß und nimmt mit zunehmendem Laufzeitwinkel ab. Für Winkel zwischen  $2 \cdot \pi$  und  $2,86 \cdot \pi$  wird der Dämpfungswiderstand negativ, so daß Selbsterregung eintreten kann, wenn ein Resonanzkreis an die Gitter-Anodenstrecke angeschlossen ist. Eine Ausnutzung dieses Effektes ist kaum möglich, da der Mindestwert des neg. Widerstandes durch die Maximalemission der Katode begrenzt wird, so daß sich nur Schwingleistungen von wenigen Mikrowatt erreichen lassen. Ähnlich liegen die Verhältnisse für die Gitter-Katodenstrecke, wenn man eine so stark neg. Gittervorspannung voraussetzt, daß kein Gitterstrom fließt. Der Widerstand der Strecke ist dem Emissionsstrom umgekehrt proportional, nimmt aber für keinen Laufzeitwinkel neg. Werte an.

**621.396.645.3**

Bestell-Nr. 1384

WALLMAN, H., MACNEE, A. B., & GADSDEN, C. P.: A low-noise amplifier. *Proc. Inst. Radio Engrs.*, N. Y. 36 (1948) Nr. 6, S. 700/708.

**621.396.645.371**

Bestell-Nr. 1369

BARTELINK, E. H. B., KAHNKE, J., & WATERS, R. L.: A flat-response single-tuned r. f. amplifier. *Proc. Inst. Radio Engrs.*, N. Y. 36 (1948) Nr. 4, S. 474/478.

**621.396.645.33**

Bestell-Nr. 1451

REQUE, STYRK G.: Linear r. f. amplifiers. *QST* 33 (1949) Nr. 5, S. 15/20, 94.

## Fernsehen

**621.397.61/2:621.397.2.072.9** Bestell-Nr. 5049

KLEIS, D., u. TEL, VAN M.: Eine experimentelle Sende- und Empfangsanlage für schnelle Faksimile-Übertragung. *Philips techn. Rdsch.* 10 (1949) H. 11, S. 325/334, 8 Abbildungen.

5. Fortsetzung der Aufsatzreihe mit der Beschreibung der Synchronisierung von Sendern und Empfängern.

**621.397.62(088.7):889.6**

Bestell-Nr. 5046

REICHEL, W.: Auf dem Wege zur europäischen Fernsehnorm. *Elektrotechnik* 3 (1949) H. 6, S. 177/181, 2 Abbildungen.

Um einen europäischen Fernsehrunderfunk auf- und auszubauen, ist es notwendig, schon von vornherein eine Vereinbarung über die Zeilenzahlen usw. zu treffen, damit ein

Programmaustausch möglich wird. Darüber hinaus ist es zweckmäßig, auch für den Gütevergleich einheitliche Richtlinien und Hilfsmittel zu wählen.

**621.397.62**

Bestell-Nr. 6110

COCKING, W. T.: Television station selection. *Wireless Wld.* 55 (1949) Nr. 7, S. 242 bis 246, 2 Abbildungen.

Zur Versorgung eines größeren Gebietes mit Fernsehsendungen sind mehrere Sender notwendig, die das gleiche Programm auf verschiedenen Wellenlängen ausstrahlen. Die Industrie ist aber bestrebt, möglichst nur einen Standardempfänger zu bauen, der ohne Umbauten auf die Frequenz des nächstgelegenen Senders eingestellt werden soll. Es werden die Gesichtspunkte, besonders für die Wahl der Zwischenfrequenz, besprochen, die bei der Konstruktion eines Empfängers zu beachten sind, der lediglich durch Justierung von Trimmerkondensatoren auf die Sendekanäle eingestellt werden kann.

**621.397.62:621.385.832**

Bestell-Nr. 6107

MACKAY, D. M.: Projective three-dimensional displays. *Electronic Engng.* 21 (1949) Nr. 257, S. 249/254, 19 Abbildungen.

Plastisch wirkende Darstellungen dreidimensionaler Gebilde auf dem Bildschirm der Braunschen Röhre sind nach dem sog. projektiven Verfahren möglich. Die Ablenkspannungen an den waagerechten und senkrechten Ablenkplatten ergeben sich aus den verkürzt erscheinenden Dimensionen des darzustellenden Körpers, wenn man sich diesen aus einer beliebigen Blickrichtung auf eine senkrecht zur Blickrichtung stehende Ebene projiziert denkt.

**621.397.62:621.397.2.072.9:621.385.17**

Bestell-Nr. 6111

VERSEY, H. V.: Transistron sync separator — new one valve circuit. *Wireless Wld.* 55 (1949) Nr. 7, S. 249/250, 2 Abbildungen.

Aussiebung der Synchronimpulse aus der Bildsignalspannung durch eine neuartige Anwendung der Transistron-Schaltung.

**621.397.645.371**

Bestell-Nr. 1377

MULLIGAN, J. H., & MAUTNER, L.: The steady-state and transient analysis of a feedback video amplifier. *Proc. Inst. Radio Engrs.* N. Y. 36 (1948) Nr. 5, S. 595/610.

Untersuchungen an einem zweistufigen Verstärker.

Um dem derzeitigen Mangel an ausländischen Zeitschriften zu begegnen, können von den mit Bestell-Nr. versehenen Referaten in beschränktem Umfang Fotokopien zum Preise von 0,75 DMW je Seite und Porto zur Verfügung gestellt werden

### Mathematik

**517.54** Bestell-Nr. 1517

BÖNING, P.: Gerät zum Veranschaulichen der konformen Abbildung durch reziproke Radialen (Kreisdiagramme der Wechselstrom-techn.). *Arch. Elektrotechn.* 39 (1949) Nr. 6, S. 388/390, 4 Abbildungen.

### Physik

**532.592:534.845** Bestell-Nr. 1508

KNESER, H. O.: Schallabsorption und Struktur der Flüssigkeiten. *Naturwiss.* 35 (1948) Nr. 3, S. 88/91.

**537.132:538.615** Bestell-Nr. 4022

BRAUNBECK, W.: Das Elektron als Elementarmagnet. *Das Elektron (München)* 3 (1949) H. 7, S. 262/266, 2 Abbildungen.

Erörterung von Bahneffekt, gyromagnetischen Effekten, Zeeman-Effekt, Elektronenspin. Die Diracsche Theorie und die neuesten Forschungsergebnisse.

**537.312.62:621.317.332** Bestell-Nr. 1472

BIPPARD, A. B.: High-frequency resistance of superconductors. *Nature, Lond.* 162 (1948) Nr. 4106, S. 68/69.

**537.58** Bestell-Nr. 1516

HUBER, H., u. KLEEN, W.: Elektronenstrahlen hoher Stromdichte in elektrostatischen Feldern. *Arch. Elektrotechn.* 39 (1949) Nr. 6, S. 394/414, 18 Abbildungen.

Strahlverlauf. Elektronenkanone.

**537.562:537.52:537.533.75** Bestell-Nr. 1540

MIHU, VASILE P.: Sur l'absorption d'énergie des courants de haute fréquence par les gaz ionisés. *C. R. Acad. Sci., Paris* 227 (1948) Nr. 8, S. 472/474, 2 Abbildungen.

**537.713** Bestell-Nr. 4015

CORNELIUS, P.: Vorschläge und Empfehlungen in bezug auf die Begriffsbestimmung

und Einheiten der elektromagnetischen Größen. *Philips Res. Rep.* 4 (1949) S. 232/237.

**538.541**

Bestell-Nr. 1521

JASSE, ERICH: Die Schwungradbremsung durch Wirbelströme. *Arch. Elektrotechn.* 39 (1949) Nr. 7, S. 472/488.

**538.566.3**

Bestell-Nr. 4020

BREMMER, H.: Einige Bemerkungen über die ionosphärische Doppelbrechung. *Philips Res. Rep.* 4 (1949) S. 189/205, 2 Abbildungen.

Es werden die Maxwellschen Gleichungen für die Ausbreitung einer ebenen Welle durch ein anisotropes, stratosphärisches Medium auf ein System von 4 gewöhnlichen Gleichungen erster Ordnung zurückgeführt, das sehr geeignet für die Ableitung der W.K.B.-Annäherung ist. Die Allgemeintheorie wird für den Sonderfall eines isotropen Mediums ausgearbeitet. Schließlich wird die Berechnung der Feldstärken im Falle ionosphärischer Rückstrahlung erörtert.

**539.152.2.08**

Bestell-Nr. 4009

HARLEM, J. von: Die Messung magnetischer Kernmomente. *Das Elektron (München)* 3 (1949) H. 6, S. 226/231.

Begriffsbestimmung des Spin, Erläuterung des magnetischen Kernmoments. Das magnetische Moment des Neutrons. Ermittlung der Kern-g-Faktoren mittels Atomstrahlmethode. Meßverfahren von Rabi mittels magnetischer Resonanz. Die Kern-Induktionsmethode von Bloch.

### Akustik

**534.121.2**

Bestell-Nr. 1532

BERANEK, J.: Sur le spectre de vibration de la membrane de Roush. *C. R. Acad. Sci., Paris* 226 (1948) S. 1244/1246.

**534.2:534.83**

Bestell-Nr. 1479

KING, A. J.: Sound transmission and noise. *Nature, Lond.* 162 (1948) Nr. 4117, S. 499/501.

**534.21** Best.-Nr. 1489

FAY, R. D.: Interactions between a plate and a sound field. *J. acoust. Soc. Amer.* 20 (1948) Nr. 5, S. 620/625.

**534.21** Best.-Nr. 1484

STRASBERG, M.: Radiation from a diaphragm struck periodically by a light mass. *J. acoust. Soc. Amer.* 20 (1948) Nr. 5, S. 683/690.

**534.213** Best.-Nr. 1486

MILES, J. W.: The coupling of a cylindrical tube to a half-infinite space. *J. acoust. Soc. Amer.* 20 (1948) Nr. 5, S. 652/664.

**534.213.4** Best.-Nr. 1485

INGARD, U.: On the radiation of sound into a circular tube, with an application to resonators. *J. acoust. Soc. Amer.* 20 (1948) Nr. 5, S. 665/682.

**534.24** Best.-Nr. 1488

FINNEY, W. J.: Reflection of sound from submerged plates. *J. acoust. Soc. Amer.* 20 (1948) Nr. 5, S. 626/637.

**534.321.1:534.75** Best.-Nr. 1534

GAVREAU, V.: Audibilité de sons de fréquence élevée. *C. R. Acad. Sci., Paris* 226 (1948) Nr. 25, S. 2053/2054.

Hörbarkeit der Frequenzen von 17,5 bis 26 kHz bei genügender Stärke. Beobachtungen bei Abweichungen der Stärke. Magnetostrictive Schwingen geben bis 5W.

**534.373:534.321.9:546.212** Best.-Nr. 1492

SMITH, M. C., & BEYER, R. T.: Ultrasonic absorption in water in the temperature range 0°—80°C. *J. acoust. Soc. Amer.* 20 (1948) Nr. 5, S. 608/610.

Versuche mit Frequenzen zwischen 12,25 und 40,5 MHz.

**534.5** Best.-Nr. 4007

BODE, H.: Mehrstimmige und vollstimmige elektrische Musikinstrumente. *Das Elektron* 3 (1949) H. 6, S. 211/217.

Chronologische Übersicht über die verschiedenen Verfahren der Abtastung schwingender Teile und der Abtastung rotierender Teile. Eingehender werden die Instrumente mit rein elektrischer Tonerzeugung behandelt.

**534.6:534.771** Best.-Nr. 1510

SCHWARZKOPFF, JOHANN: Die Hörschwellen des Dompfaffen. *Naturwiss.* 35 (1948) Nr. 9, S. 287/288.

Untersuchungen an 4 Tieren. Veränderungen der Hörschärfe nach bestimmten Schädigungen im Mittelohr.

**534.61** Best.-Nr. 1511

HÜTER, TH.: Messung der Ultraschallabsorption in tierischen Geweben und ihre Abhängigkeit von der Frequenz. *Naturwiss.* 35 (1948) Nr. 9, S. 285/287.

Ergebnisse bei den Frequenzen 1,5 MHz, 2,4 MHz und 4,5 MHz an Gewebeproben von Niere, Leber, Herz und Zunge des Rindes.

**534.75** Best.-Nr. 1463

LOWENSTEIN, OTTO: Oscillographic analysis of the non-acoustic functions of the vertebrate ear. *Nature, Lond.* 161 (1948) Nr. 4095, S. 652/654, 1 Abbildung.

**534.78** Best.-Nr. 1483

MILLER, G. A., & GARNER, W. R.: The masking of tones by repeated bursts of noise. *J. acoust. Soc. Amer.* 20 (1948) Nr. 5, S. 691 bis 696.

**534.785** Best.-Nr. 1462

HARRIS, H. A.: Man's organs of speech. *Nature, Lond.* 161 (1948) Nr. 4095, S. 628/629.

**534.845.1:534.88** Best.-Nr. 6137

KLENSCH, H.: Die Lokalisation des Schalles im Raum. *Naturwiss.* 36 (1949) Nr. 5, S. 145 bis 149, 5 Abbildungen.

Gegenwärtiger Stand der Ansichten über die physiologischen Vorgänge, die zur akustischen Entfernung- und Richtungsempfindung führen.

## Elektrotechnik, Elektromedizin

**621.015:621.385** Best.-Nr. 1535

CHENOT, MADELEINE: Production d'une tension constante par une décharge excitée en haute fréquence. *C. R. Acad. Sci., Paris* 227 (1948) Nr. 1, S. 45/46.

**621.3.093.72** Best.-Nr. 1529

THIRION, J.: Sélecteurs d'impulsions électroniques. *C. R. Acad. Sci., Paris* 226 (1948) Nr. 9, S. 706/708, 3 Abbildungen.

**621.3.093.72**

● ASCHEN, R., & LEMAS, R.: Théorie et pratique des impulsions. *Paris: L.E.P.S.* 1948, 120 S., 370 fr.

Theorie der Impulse. Frequenzspektrum. Bandbreite. Impulserzeugung. Anwendungen. Empfang von sehr kurzen Wellen: Antennen, Hohlraumleiter, Wellenleiter usw.

**621.315.2.054.3**

Bestell-Nr. 1497

WUCKEL, GÜNTER, u. WOLFF, WILLI: Pupinisierte Trägerstromkabel. *Arch. elektr. Übertr.* 2 (1948) Nr. 9, S. 343/357, 3 (1949) S. 11/23.

Physikalische Zusammenhänge in Trägerstromkabeln zwecks Deutung der bei der Montage größerer Anlagen beobachteten „Tauscheffekte“. Pupinisierungsmöglichkeit von Trägerstromkabeln. Zweckmäßigste Pupinisierungsart. Ausgleichsmaßnahmen für unpupinisierte und pupinisierte Trägerstromkabel. Regeln für die Montage. Beispiele für den Weitestverkehr. Bespultes Trägerstromzwischenkabel.

**621.315.36.018**

Bestell-Nr. 1503

MÖLLER, FRANZ: Die elektromagnetische Abschirmung. *Arch. elektr. Übertr.* 2 (1948) Nr. 8, S. 328/333.

Abschirmung durch ebene Platten und Wände, durch Zylinder und Becher.

**621.315.59:621.396.64**

Bestell-Nr. 4021

MATARÉ, H. F.: Der Dreielektroden-Kristall (Transistor). *Das Elektron (München)* 3 (1949) H. 7, S. 255/261, 8 Abbildungen.

Abriß der Randschichttheorie. Untersuchung der Sperrwirkung bei Elektronenleitung und Defektelektronenleitung. Einfluß der Hallkonstante. Anwendungsgebiete.

**621.315.61:536.21**

Bestell-Nr. 1514

JASZE, ERICH: Beitrag zur Frage des Wärmedurchschlags fester Isolatoren. *Arch. Elektrotechn.* 39 (1949) Nr. 6, S. 420/428.

**621.315.61:526.21**

Bestell-Nr. 1515

WAGNER, KARL WILLY: Der elektrische Durchschlag von festen Isolatoren. *Arch. Elektrotechn.* 39 (1949) Nr. 4, S. 215/233, 30 Abbildungen.

Wärmedurchschlag. Durchschlagstrennlinien. Einfluß der elektrischen Felder. Abhängigkeit des Durchschlags von der Zeit. Durchschlag bei Wechselspannung. Frequenzgang der Durchschlagsspannung.

**621.316.74 + 621.39**

JOHNSON, M. P.: Some aspects of moderate precision temperature control in communication engineering. *J. Brit. Inst. Radio Engrs.* 8 (1948) Nr. 5, S. 250/259.

Thermostaten für Konstanthaltung von Sendekreisen.

## Meßtechnik, Meßgeräte

**621.317.311.024**

Bestell-Nr. 1481

SERVANT, R.: New method of measuring direct currents of thousands of amperes. *J. Phys. Radium* (8) 9 (1948) S. 305/310.

**621.317.32:621.314**

Bestell-Nr. 1525

KOPPELMANN, F.: Verfahren zur direkten Messung des Wirk- und Blindspannungsabfalles von Umspannern. *Arch. Elektrotechn.* 39 (1948) Nr. 2/3, S. 164/183, 23 Abbildungen.

**621.317.32**

Bestell-Nr. 1523

GÄNGER, BERTHOLD: Ein neuartiges Hochspannungsvoltmeter für Absolutmessungen. *Arch. Elektrotechn.* 39 (1949) Nr. 7, S. 443 bis 452.

Elektrometer mit ebener Meßfläche und elektrischer Ausmessung der Auslenkung. Eichung.

**621.317.374:621.319.45**

Bestell-Nr. 1524

ASCHOFF, VOLKER: Die Messung der Scheinkapazität und des Verlustwinkels von Elektrolytkondensatoren mit Hilfe der Dreistrommessermethode. *Arch. Elektrotechn.* 39 (1949) Nr. 6, S. 414/419, 8 Abbildungen.

**621.317.44:538.652.08**

Bestell-Nr. 1493

MICKELSEN, J. K.: New techniques in measurement of magnetostriction. *General Electric Rev.* 51 (1948) Nr. 11, S. 24/27.

**621.317.715**

Bestell-Nr. 1527

PIFFAULT, C., BLANQUET, P., & DUHAMEL, J.: A propos de la détermination de la courbe d'équilibre du galvanomètre à corde en courant continu. *C. R. Acad. Sci., Paris* 226 (1948) Nr. 8, S. 643/645.

**621.317.729:537.212**

Bestell-Nr. 1466

MAKAR, R., BOOTHROYD, A. R., & CHERRY, E. C.: An electrolytic tank for exploring potential field distributions. *Nature, Lond.* 161 (Mai 1948) Nr. 4100, S. 845/846, 1 Abbildung.

**621.317.755**

Bestell-Nr. 1530

PERRIER, F.: Etude à l'oscillographe cathodique des phénomènes transitoires à très basse fréquence difficiles à synchroniser. *C. R. Acad. Sci., Paris* 226 (1948) Nr. 10, S. 791/793.



## Magnete und Anwendung von Magnetismus

621.318.8

Bestell-Nr. 6133

KRUMHANS, J. A., & BEYER, R. T.: Barkhausen noise and magnetic amplifiers. II. Analysis of the noise. *J. appl. Phys.* 20 (1949) Nr. 6, S. 582/586.

Das Barkhausen-Rauschen magnetischer Verstärker kann auf ganz ähnlichem Wege wie der Schrot-Effekt der Hochvakuumröhre berechnet werden.

621.318.3

● FISCHER, JOHANNES: Abriß der Dauermagnetkunde. Berlin: J. Springer 1949, 240 S., 175 Abbildungen, 36,00/39,00 DM.

Magnetische Eigenschaften der Stoffe. Beschreibende Theorie und Vorausberechnung der Dauermagnete. Magnetbaustoffe.

## Siebketten, Filter

621.318.7:621.392.52

Bestell-Nr. 1501

PLEIJEL, HENNING: Aufspaltung einer analytischen Funktion in einen geraden und einen ungeraden Teil, sowie ein Verfahren, um bei bekannter gerader Komponente die ungerade und die Funktion als Ganzes zu bestimmen. *Arch. elektr. Übertr.* 2 (1948) Nr. 8, S. 307/320.

Neue Lösung für den Beitrag von K. W. Wagner, Über den Zusammenhang von Amplituden- und Phasenverzerrung, *Arch. elektr. Übertr.* 1 (1947) S. 17/28.

621.318.7

Bestell-Nr. 1464

BARBER, N. F.: Bridge networks discriminating between positive and negative sequence in polyphase supply. *Nature, Lond.* 161 (1948) Nr. 4096, S. 685/686, 2 Abbildungen.

## Röhrentechnik, Elektronenoptik

621.385.002.2

ZIEL, A. van der: Das Problem der virtuellen Katode für zylindrische Elektroden. *Appl. sci. Res. B I* (1948) S. 105/118.

621.385.082.3

Bestell-Nr. 6136

HERRMANN, G., u. KRIEG, O.: Der Einfluß von Gasen und Dämpfen auf die Emission von Oxydkatoden. *Ann. Phys. (6)* 4 (1949) H. 8, S. 441/464, 17 Abbildungen.

Abgesehen von der Temperaturniedrigung der Katode durch verstärkte Wärmeableitung wird die Emission der Katode durch Edelgase

und Wasserstoff weder infolge chemischer Reaktion noch infolge von Ionenbeschuß herabgesetzt. Sauerstoff verbindet sich mit dem freien Barium, so daß eine Verarmung der Oxydoberfläche an freiem Barium eintritt, während Kohlenoxyd und Kohlendioxyd auch noch mit dem Erdalkalioxyd reagieren. Kohlenwasserstoffe zerfallen und setzen da durch die Emissionsfähigkeit herab.

621.385.1

Bestell-Nr. 5053

KLEEN, W.: Die Grenzempfindlichkeit fundamentaler Röhrenschaltungen. *Frequenz* 3 (1949) Nr. 7, S. 209/216, 6 Abbildungen.

Vergleich der Grenzempfindlichkeiten einer dichtgesteuerten Elektronenröhre in Katoden-, Gitter- und Anodenbasis-Schaltung. Außerdem wird auf die Frage der Kohärenz oder Inkohärenz von Rauschströmen eingegangen.

621.385.1.032.216:537.582:537.583.8

Bestell-Nr. 1467

JONES, T. J.: Electron emission from oxide-coated cathodes under electron bombardement. *Nature, Lond.* 161 (1948) Nr. 4100, S. 846.

621.385.2:621.396.611.1

Bestell-Nr. 1468

THOMSON, J.: Total emission damping. *Nature, Lond.* 161 (1948) Nr. 4100, S. 847, 2 Abbildungen.

621.385.15:537.583.8:537.581 Bestell-Nr. 1494

KOLLER, L. R.: Secondary emission. *General Electric Rev.* 51 (1948) Nr. 4, S. 33/40, Nr. 6, S. 50/52, 15 Abbildungen.

S.E. in Metallen, Halbleitern, Isolierstoffen. Benutzung der S.E. in Fotozellen. Mit 9 Stufen lassen sich Werte von  $10^6$  erreichen. S.E. in Magnetrons, Dynatrons, Tetroden, Pentoden, Katodenstrahlröhren, Kraftverstärkern.

621.385.3

HAMAKER, H. C.: Stromverteilung bei Trioden ohne Berücksichtigung von Raumladungen und Anfangsgeschwindigkeiten. *Appl. sci. Res. B I* (1948) S. 77/104.

621.385.3/4

Bestell-Nr. 6124

DOOLITTLE, HOWARD D.: Design problems in triodes and tetrodes for HF. *Commun.* 29 (1949) Nr. 6, S. 14/17 u. 32, 6 Abbildungen.

Bei der Konstruktion von Trioden und Tetroden zur Verstärkung von HF von 100 bis 1000 MHz muß in erster Linie auf geringe Abstände der Elektroden und hohe Strom-

dichte der Katodenemission geachtet werden. Fortschritte in der Röhrenkonstruktion.

**621.385.822.5.07**

Bestell-Nr. 1528

DEBRAINÉ, P., & SIMANE, C.: Dispositif de synchronisation automatique du cyclotron. *C. R. Acad. Sci., Paris* 226 (1948) Nr. 8, S. 648/650, 1 Abbildung.

Automatische Stabilisierung des magnetischen Feldes eines Cyclotrons.

**621.385.831:621.896.822**

Bestell-Nr. 1480

HARRIS, E. J., & BISHOP, P. O.: Low-frequency noise from thermionic valves working under amplifying conditions. *Nature, Lond.* 161 (1948) S. 971.

Versuche zwischen 10 und 1000 Hz.

**621.385.832**

Bestell-Nr. 6138

MACKAY, D. M.: Projective three-dimensional displays. Part II. *Electronic Engng.* 21 (1949) Nr. 258, S. 281/286, 12 Abbildungen.

Grundschaltungen für die räumlich wirkende Darstellung dreidimensionaler Figuren auf dem Bildschirm der Braunschen Röhre.

**621.385.832**

Bestell-Nr. 6140

GARLICK, G. F. J.: The physics of cathode ray tube screens. *Electronic Engng.* 21 (1949) Nr. 258, S. 287/291, 9 Abbildungen.

Für Bildschirme von Katodenstrahlröhren verwandte Leuchtstoffe.

**621.385.832**

Bestell-Nr. 6128

PENSAK, L.: Picture storage tube. *Electronics, N. Y.* 22 (1949) Nr. 7, S. 84/88, 8 Abbildungen.

Die neueste für „Teloran“ entwickelte Bildspeicherröhre der R.C.A., das „Grapplechon“, kann das mit einem Elektronenstrahl auf einem Isolator aufgezeichnete Bild für mehrere Tage festhalten. Das gespeicherte Bild kann mehrere tausendmal innerhalb von einigen Minuten abgetastet werden.

## Fernmeldetechnik

**621.39**

Bestell-Nr. 1469

The telecommunications research establishment Malvern. *Nature, Lond.* 161 (1948) Nr. 402, S. 918/919.

Aufgaben des Institutes: Entwicklung der UKW-Technik, Radar, Ultraschall, Infrarot-Gebiet. Verstärkung von Gleichstrom mit Hilfe von magnetischen Verstärkern. Anwendung der schwachen Ströme für besondere

Fälle, z. B. Rechenmaschinen. Antennen für UKW. Wegfall der Antennen bei Flugzeugen.

**621.392**

Bestell-Nr. 1518

MING, NAI-TA: Verwirklichung von linearen Zweipolschaltungen vorgeschriebener Frequenzabhängigkeit unter Berücksichtigung der Verluste von Spulen und Kondensatoren. *Arch. Elektrotechn.* 39 (1949) Nr. 6, S. 359/387, 23 Abbildungen.

**621.392**

Bestell-Nr. 6134

AIGRAIN, P. R., & WILLIAMS, E. M.: Synthesis of n-reactance networks for desired transient response. *J. appl. Phys.* 20 (1949) Nr. 6, S. 597/600, 2 Abbildungen.

Verfahren mit Hilfe der kleinsten Quadrate zur Berechnung von Vierpolen mit n Blindwiderständen und einer gewissen Anzahl von Wirkwiderständen, dessen Zeitkonstante einem verlangten Wert möglichst nahe kommt.

**621.392**

Bestell-Nr. 6135

HEBB, M. H., HORTON, C. W., & JONES, F. B.: On the design of networks for constant time delay. *J. appl. Phys.* 20 (1949) Nr. 6, S. 616/620, 13 Abbildungen.

Vergleich der verschiedenen Tiefpaß-LC-Filterketten hinsichtlich der Gruppenlaufzeit. Das überbrückte T-Glied zeigt die geringsten Abweichungen der Gruppenlaufzeit von einer Konstanten.

**621.392**

Bestell-Nr. 6132

BROWN, S. LEROY, & SHARP, JAMES M.: Use of a mechanical synthesizer in electric wave filters analysis. *J. appl. Phys.* 20 (1949) S. 578/582, 4 Abbildungen.

**621.392.1.029**

Bestell-Nr. 1519

BUCHHOLZ, HERBERT: Berechnung von Wellenwiderstand und Dämpfung von Hochfrequenzleitungen vom Feldbild des vollkommenen Leiters her. *Arch. Elektrotechn.* 39 (1948) Nr. 2/3, S. 79/100, Nr. 4, S. 202/215, 18 Abbildungen.

**621.392.26.029.64:621.396.61** Bestell-Nr. 6131

COLINO, A.: Notes on the excitation of electromagnetic waves in cylindrical metallic wave guides. *J. appl. Phys.* 20 (1949) Nr. 6, S. 576/577, 1 Abbildung.

**521.392.26**

BUDENBOM, H. T.: Analysis and performance of waveguide-hybrid rings for microwaves. *Bell Syst. techn. J.* 27 (1948) Nr. 3, S. 473/486.

**621.392.5** Bestell-Nr. 1522  
 MING, NAI-TA: Verwirklichung von linearen Vierpolschaltungen vorgeschriebener Frequenzabhängigkeit unter Berücksichtigung übereinstimmender Verluste aller Spulen und Kondensatoren. *Arch. Elektrotechn.* 39 (1949) Nr. 7, S. 452/471.

**621.394.14:621.396.14** Bestell-Nr. 1502  
 RINDFLEISCH, HANS: Über die Möglichkeiten der Zeichenbildung mittels Telegraphie-Impulsen. *Arch. elektr. Übertr.* 2 (1948) Nr. 8, S. 321/328.

Gesetzmäßigkeiten, die allen Telegraphieverfahren unabhängig von dem physikalischen Vorgang ihrer Durchführung zugrunde liegen. Hochastung und Frequenzvariation bringen höhere Signalgeschwindigkeit und Signalgüte.

**621.394.645.37.018.42:621.395.3** Bestell-Nr. 4018

ZIEL, A. van der, & KNOL, K. S.: Über den Leistungsgewinn und die Bandbreite von rückgekoppelten Verstärkerstufen. *Philips Res. Rep.* 4 (1949) S. 168/178, 4 Abbildungen.

Für einen gegebenen Wert der Rückkopplung bleibt beim Erreichen der Stabilitätsgrenze die Leistungszunahme begrenzt. Die Formeln werden auf eine Triodenstufe mit geerdetem Gitter angewendet. Schon geringe Verluste in der Ausgangsleistung können eine beträchtliche Abnahme der Verstärkung verursachen. Der Einfluß der Rückkopplung auf die Bandbreite einer Verstärkerstufe wird erörtert, die Ergebnisse werden wieder auf eine Triodenstufe mit geerdetem Gitter angewendet. Das Produkt aus Bandbreite B und Leistungsverstärkung g wird grafisch als Funktion von g für verschiedene Werte der Rückkopplungskapazität und der Ausgangsverluste aufgetragen. Parameter ist die Kopplung des Ausgangskreises auf die Ausgangsbelastung.

**621.395.001.1** Bestell-Nr. 1505  
 BOSCH, E.: Unzulässiger Dämpfungsanstieg bei Zweiband-Endsätzen. *Fernm.-Prax.* 26 (1949) Nr. 8, S. 235/236.

**621.395.61/62** Bestell-Nr. 1490  
 CAMP, L.: Lamination designs for magnetostrictive underwater electroacoustic transducers. *J. acoust. Soc. Amer.* 20 (1948) Nr. 5, S. 616/619.

**621.395.61:621.395.623.7/8:534.862.2:531.49** Bestell-Nr. 1487  
 BOER, J. de, & SCHENKEL, G.: Electro-mechanical feedback. *J. acoust. Soc. Amer.* 20 (1948) Nr. 5, S. 641/647.

**621.395.61** Bestell-Nr. 1482  
 WIENER, F. M.: Phase characteristics of condenser microphones. *J. acoust. Soc. Amer.* 20 (1948) Nr. 5, S. 707.

**621.395.625.3** Bestell-Nr. 6126  
 MARCHANT, REYNOLDS: Duplicating tape recordings. *Electronics*, N.Y. 22 (1949) Nr. 7, S. 72/76, 7 Abbildungen.

Die Einrichtung gestattet die gleichzeitige Vervielfältigung einer Magnetbandaufzeichnung auf acht Bänder. Die Umspielgeschwindigkeit ist gegenüber der normalen Abspielgeschwindigkeit erhöht, die Frequenz der HF-Trägerspannung um den gleichen Faktor vergrößert. Für alle acht Bänder ist ein gemeinsamer HF-Generator vorhanden.

**621.395.636** Bestell-Nr. 1504  
 FULLGRABE, W.: Tonfrequenzumsetzer 32z und ihre Anpassungsnetzwerke. *Fernm.-Prax.* 26 (1949) Nr. 8, S. 240/251, 19 Abbildungen.

## Funktechnik

**621.396**  
 ● BOË, LOUIS: T.S.F.-Principes et montages modernes. Paris: Librairie de la Radio 1948, 120 S., 93 Abbildungen, 170 fr.

Dipole. Resonanz. Gleichrichtung. Frequenzmodulation. Push-pull-Verstärker AB. Moderne Röhren.

**621.396.11:538.221** Bestell-Nr. 1538  
 EPELBOIM, I.: Sur l'interprétation des anomalies des ferromagnétiques aux ondes hertziennes. *C. R. Acad. Sci., Paris* 227 (1948) Nr. 3, S. 185/187.

**621.396.11** Bestell-Nr. 1507  
 FRANZ, WALTER: Durchlässigkeit von Drahtgittern für elektrische Wellen. *Z. angew. Phys.* 1 (1949) Nr. 9, S. 416/423.

Durchgang einer ebenen elektromagnetischen Welle durch ein System paralleler Drahtgitter gleicher Gitterkonstanten wird berechnet unter der Voraussetzung, daß die Drähte kreisförmigen Querschnitt haben und ihr Radius klein ist gegen die Wellenlänge und den gegenseitigen Abstand der Drähte.

**621.396.11** Bestell-Nr. 4008  
 HESS, H. A.: Kurzwellenausbreitung über Polargebieten. *Das Elektron (München)* 3 (1949) H. 6, S. 218/226.



Erklärung der Polarlichtzone. Oszillografische Messungen zerklüfteter Funksignale und ihre Analyse. Erörterung der Möglichkeiten zur Behebung der Zerklüftung. Umfangreicher Schrifttumsnachweis.

**621.396.11:551.510.515:525.624:550.384.4**

Bestell-Nr. 1475

MARTYN, D. F., COWLING, T. G., & BORGER, R.: Electric conductivity of the ionospheric D-regions. *Nature, Lond.* 162 (1948) Nr. 4108, S. 142/143.

Theorie von Cowling und Borger über die elektrische Leitfähigkeit der D-Schicht, die schwächer ist als die von E und F zusammen.

**621.396.41**

LANDON, V. D.: Theoretical analysis of various systems of multiplex transmission. *RCA Rev.* 9 (1948) Nr. 3, S. 433/482.

Vergleich von 18 verschiedenen Ausführungen der Mehrfachübertragung.

**621.396.64**

Bestell-Nr. 6121

WILLIAMSON, D. T. N.: High-quality amplifier: new version. *Wireless Wld.* 55 (1949) Nr. 8, S. 282/287, 4 Abbildungen.

Beschreibung eines gegengekoppelten 15-Watt-Tonverstärkers mit Gegentaktendstufe. Zwischen 10 bis 100 000 Hz ist die Frequenzkurve vollkommen gleichmäßig, der Phasenwinkel gleich null.

**621.396.64:621.3.018**

Bestell-Nr. 1542

LAPLUME, JAUQUES: Sur la réduction de la distorsion de phase dans les amplificateurs à circuits décalés. *C. R. Acad. Sci., Paris* 227 (1948) Nr. 14, S. 675/677.

**621.396.645:537.311.33:621.315.59**

WHITE, S. Y.: Design of amplifying crystal units. *Audio Engng.* 32 (1948) Nr. 9, S. 26/27, 45.

Germanium-Kristalle bringen nur 20 mA.

**621.396.645:537.311.33:621.315.59**

WHITE, S. Y.: Experimental data on germanium crystal amplifiers. *Audio Engng., N. Y.* 32 (1948) Nr. 10, S. 32/33, 52.

**621.396.68:621.352**

Bestell-Nr. 6129

WOUK, VICTOR: Portable high-voltage power supply. *Electronics, N. Y.* 22 (1949) Nr. 7, S. 108/112, 4 Abbildungen.

Tragbares Netzanschlußgerät zur Speisung von Katodenstrahlröhren o. dgl. mit stetig zwischen 0 und 30 kV regelbarer Ausgangsspannung; zulässige Belastung 0,5 mA.

**621.396.7/62:538.652:534.321.9**

Bestell-Nr. 1491

CAMP, L., VINCENT, R., & DUBREUIL, F.: A 100 kc/s underwater magnetostrictive transducer. *J. acoust. Soc. Amer.* 20 (1948) Nr. 5, S. 611/615.

**621.396.8**

Bestell-Nr. 1536

CARBENAY, F.: Variation, avec la longueur d'onde, de la portée des atmosphériques et du flux d'impulsion par mètre correspondant au seuil de fonctionnement de récepteurs enregistreurs du niveau moyen. *C. R. Acad. Sci., Paris* 227 (1948) Nr. 1, S. 51/52.

Empfangsgüte zwischen 2000 und 25 000 Metern.

**621.396.81**

Bestell-Nr. 1476

Standard frequency transmissions in Great Britain. *Nature, Lond.* 162 (Aug. 1948) S. 269 bis 290.

**621.396.812.3:538.566.3:621.396.11:**

**551.510.535**

Bestell-Nr. 1471

RATCLIFFE, J. A.: Diffraction from the ionosphere and the fading of radio waves. *Nature, Lond.* 162 (1948) Nr. 4105, S. 9/11.

**621.396.812.5:521.03.082:537.525.6**

Bestell-Nr. 4023

CALLISEN, F. J.: Höhenstrahlen und die Methoden ihrer Messung. *Das Elektron (München)* 3 (1949) H. 7, S. 266/272, 3 Abbildungen.

Beschreibung der 4 Grundmeßverfahren: Ionisationskammer, Wilsonsche Nebelkammer, fotografisches Verfahren und Geiger-Müller-Zähler.

**621.396.812.5**

Bestell-Nr. 1513

SIEDENTOPF, H.: Zur Entstehung des Mögel-Dellinger-Effektes. *Naturwiss.* 35 (1948) Nr. 9, S. 283.

Der M-E-Effekt wird auf einen Anstieg der Ionisation unterhalb der E-Schicht der Ionosphäre zurückgeführt, wo die Dichten bereits so groß sind, daß eine starke Absorption einfallender elektromagnetischer Wellen auftritt. Die E- und F-Schicht selbst werden nicht merklich beeinflusst. Es wird darauf hingewiesen, daß eher eine durch die Sonnen-eruption in der Chromosphäre oder Korona ausgelöste Röntgenstrahlung im Wellenlängengebiet unter 10 AE für den M-D-Effekt verantwortlich gemacht werden kann.



**621.396.82** Bestell-Nr. 1474

BOLTON, J. G.: Discrete sources of galactic radio frequency noise. *Nature, Lond.* 162 (1948) Nr. 4108, S. 141/142, 1 Tabelle.

Sieben Quellen werden angegeben.

**621.396.822:523.72.029.62** Bestell-Nr. 1473

WILLIAMS, S. E.: Shape of pulses of radio-frequency radiation from the sun. *Nature, Lond.* 162 (1948) S. 108.

**621.396.822:621.392**

HARRIS, W. A.: Some notes on noise theory and its application to input circuit design. *RCA Rev.* 9 (1948) Nr. 3, S. 406/418.

**621.396.11.029.6** Bestell-Nr. 1589

PEKERIS, C. L.: The effect of ground constants on the characteristic values of the normal modes in non-standard propagation of microwaves. *J. appl. Phys.* 19 (1948) Nr. 1, S. 102—105.

**621.396.11** Bestell-Nr. 6169

MILES, J. W.: On the diffraction of an electromagnetic wave through a plane screen. *J. appl. Phys.* 20 (1949) Nr. 8, S. 760—771, 10 Abbildungen.

**621.396.11:588.566** Bestell-Nr. 1569

KAHAN, T. & ECKHART, G.: L'onde de surface de Sommerfeld. Solution definitive d'un problème resté depuis longtemps en suspens. *C. R. Acad. Sci., Paris* 226 (1948) S. 1513—1515, 2 Abbildungen.

**621.396.5(492)** Bestell-Nr. 1627

WYCK, C. T. F. van der: Modern single-sideband equipment of the Netherlands postal telephone and telegraph. *Proc. Inst. Radio Engrs., N. Y.* 36 (1948) Nr. 8, S. 970 bis 980.

**621.396.812.8:523.5:551.594.6**

Bestell-Nr. 1570

ECKERSLEY, T. L.: Observations of scatter-clouds (on waves of about 8 or 9 Mc/s.) *Nature, Lond.* 162 (1948) Nr. 4105, S. 24/25, 1 Abbildung.

**621.396.82** Bestell-Nr. 1624

YOUNG, W. R. jr.: Interference between very-high-frequency radio communication circuits. *Proc. Inst. Radio Engrs., N. Y.* 36 (1948) Nr. 7, S. 925—930, 9 Abbildungen. Ursachen der Störungen. Messungen. Formeln und graphische Darstellungen.

**621.396.822** Bestell-Nr. 6165

BRANDMÜLLER J. u. HEUMANN H.: Untersuchungen über das Kontaktrauschen und das Kontaktbeben. II. Teil. *Z. angew. Phys.* 1 (1949) Nr. 10, S. 454—462, 13 Abbildungen.

Ein Kontaktrauschen, d.h. statistische Schwingungen ohne äußere Kräfte, gibt es nicht. Das Kontaktbeben entsteht durch Änderungen des Kontaktwiderstandes infolge von Änderungen des Kontaktdruckes und kann auf das mechanische Problem der Kontakteigenschwingung zurückgeführt werden.

**621.396.823** Bestell-Nr. 6141

NETHERCOT, W.: Car-ignition interference. *Wireless Engr.* 26 (1949) Nr. 311, S. 251—255, 4 Abbildungen.

Die von der Zündanlage der Verbrennungsmotore ausgehende Störstrahlung wird von Wanderwellen in den Zündkabeln hervorgerufen, die bei dem Funkenüberschlag in den Zündkerzen und im Verteiler entstehen. Ein einziger Widerstand in der Leitung zwischen Zündspule und Verteiler genügt zur wirksamen Unterdrückung der Störstrahlung aller Frequenzen bis herauf in den Fernsehbereich.

## Sender

**621.396.61** Bestell-Nr. 1531

MINORSKY, NICOLAUS: Sur une classe d'oscillations auto-entretenues. *C. R. Acad. Sci., Paris* 226 (1948) S. 1122/1124.

**621.396.61**

HATHAWAY, J. L., & HOTINE, W.: The pack transmitter. *RCA Rev.* 9 (1948) Nr. 3, S. 483/489.

Kristallgesteuerter Sender. Frequenzbereich 25 bis 32 MHz; Reichweite bis 32 km.

**621.396.61:621.385.381.029.63/64**

Bestell-Nr. 5054

SCHNITZER, H., u. WEBER, D.: Untersuchungen über selbsterregte Schwingungen in der Wanderfeldröhre. *Frequenz* 3 (1949) Nr. 7, S. 189/195, 9 Abbildungen.

Verfasser diskutieren unter Benutzung der Theorien von I. R. Pierce ohne äußere Schaltmittel an üblichen Wanderfeldröhren beobachtete kräftige Schwingungen zwischen 5 und 50 cm. Versuche mit Röhren, deren Wandel sich außerhalb des Glaskolbens befinden, weisen auf noch einfachere Variationen hin.

**621.396.611.029.64:523.2** Bestell-Nr. 1543  
 HOUTGAST, JAKOB, & LAFFINEUR, MARIUS: Observation de perturbations remarquables du rayonnement solaire sur ondes décimétriques. *C. R. Acad. Sci., Paris* 227 (1948) S. 717/718. *Entzug in Rev. gén. Electr.* 58 (1949) Nr. 1, S. 40.

**621.396.611:621.315.212.029.64** Bestell-Nr. 1520  
 JACOTTET, PAUL: Das transversale Feld im kreiszylindrischen Hohlleiter. *Arch. Elektrotechn.* 39 (1948) Nr. 2/3, S. 108/115, 6 Abbildungen.

Deutung der Feldlinienbilder von Hohlleiterwellen. Transversale Felder gebräuchlicher Schwingungsformen in kreiszylindrischen Hohlleitern. Gesichtspunkte für die Klassifizierung der Feldlinienbilder nach Wellentyp und Ordnungszahl.

**621.396.611.1.029.63:621.396.645.31.029.63/4** Bestell-Nr. 4013

OSKEN, H.: Hohlraumresonatoren und Schwingtöpfe. *Das Elektron (München)* 3 (1949) H. 3, S. 119/123.

Entwicklung der Magnetfeldröhren und Topfkreise aus normalen Schwingkreisen. Anwendungsgebiete.

**621.396.611.21** Bestell-Nr. 1498

HERZOG, WERNER: Die Frequenzveränderung eines Kristallbrückenoszillators. *Arch. elektr. Übertr.* 2 (1948) Nr. 9, S. 357/361.

Schwingerschaltung. Frequenzveränderung und Frequenzkonstanz. Einfluß der Kristallverluste. Meßergebnisse.

**621.396.611.4:587.311.62** Bestell-Nr. 1461

SPEIRS, L.: Surface resistance of metal films at a frequency of 24 000 Mc/s. *Nature, Lond.* 161 (1948) Nr. 4094, S. 601.

**621.396.611.4** Bestell-Nr. 1460

NEWBERRY, G. R., & WILLSHAW, W. E.: The method of feeding micro-wave power into a resonator having a fine-mode structure. *Nature, Lond.* 161 (1948) Nr. 4092, S. 519/520, 1 Abbildung.

**621.396.615:587.226** Bestell-Nr. 1541

LÉTIENNE, ROBERT: Sur un oscillateur à double-triode et son application à l'étude des diélectriques. *C. R. Acad. Sci., Paris* 227 (1948) Nr. 9, S. 506/508, 1 Abbildung.

**621.396.615.1:621.396.64** Bestell-Nr. 6127  
 VILLARD, OSWALD G.: Tunable A-F amplifier. *Electronics, N. Y.* 22 (1949) Nr. 7, S. 77/79, 5 Abbildungen.

Rückgekoppelter RC-Generator mit kontinuierlicher Abstimmung von 200 bis 10 000 Hz. Die Phasenverschiebung von 180° im Rückkopplungsweg geschieht in einem zweistufigen Phasenschieber mit 90° in jeder Stufe. Jede Phasenschieberstufe besteht aus einem festen Kondensator in Reihe mit einem veränderlichen Widerstand; die Widerstände beider Stufen sind mechanisch miteinander gekoppelt.

**621.396.61.08** Bestell-Nr. 6182

WINKLER, MARION R.: Instantaneous deviation control. *Electronics, N. Y.* 22 (1949) Nr. 9, S. 97—99, 6 Abbildungen.

Zur Begrenzung der Aussteuerung in frequenzmodulierten Sendern genügt es nicht, daß die Amplitude der Tonfrequenzspannung einen bestimmten Wert nicht überschreitet, da der Frequenzhub eine Funktion der Amplitude und der Frequenz der Tonspannung ist. Dagegen ist die Amplitude der differenzierten Tonspannung sowohl der Amplitude als auch deren Frequenz proportional. Die differenzierte Tonspannung wird durch einen Begrenzer geschickt und dann wieder integriert, bevor sie in die Modulationsstufe kommt. Schaltungen zur Durchführung dieses Verfahrens werden beschrieben.

**621.396.61.018.7** Bestell-Nr. 6148

LUDEKE, Carl A.: A method of equivalent linearization for non-linear oscillatory systems with large non-linearity. *J. appl. Phys.* 20 (1949) Nr. 7, S. 694—699, 3 Abbildungen.

Transformation eines beliebig stark nicht-linearen Oszillatorsystems in ein äquivalentes lineares System.

**621.396.611:621.315.212.029.64**

Bestell-Nr. 6157

MAGNUSKI, HENRY: Cavity resonators in mobile communications. *Commun.* 29 (1949) Nr. 8, S. 8—11, 8 Abbildungen.

Der Hohlraumresonator ist im Prinzip ein an einem Ende geschlossenes Koaxialkabel der Länge  $\lambda/4$ , aber mit vergrößertem Durchmesser, und wirkt in einer Leitung wie ein auf  $\lambda$  abgestimmter Serienschwingkreis. Hohlraumresonatoren für Resonanzwellenlängen von 0,5 bis 10 Meter lassen sich mit außerordentlich hoher Kreisgüte und Konstanz der Resonanzfrequenz bauen. Wegen

dieser Eigenschaften werden die Hohlraum-resonatoren in der UKW-Technik als Siebfilter vorgezogen.

**621.396.611.1** Bestell-Nr. 1631

ISELY, F. C.: A new approach to tunable resonant circuits for the 300- to 3000-Mc/s frequency range. *Proc. Inst. Radio Engrs.*, N. Y. 36 (1948) Nr. 8, S. 1017—1022.

**621.396.611.1.029.63** Bestell-Nr. 6142

CULLEN, A. L.: Measurement of micro-wave-transmission efficiency. *Wireless Engr.* 26 (1949) Nr. 311, S. 255—257, 3 Abbildungen. Allgemeingültiges Verfahren zur Messung der Durchlässigkeit und Reflexion beliebiger Zwischenstücke in Hohlrohrleitern.

**621.396.611.3:621.395.645.3**

Bestell-Nr. 1632

SULZER, P. G.: Cathode-coupled negative-resistance circuit. *Proc. Inst. Radio Engrs.*, N. Y. 36 (1948) Nr. 8, S. 1034—1039.

**621.396.615.1.072.6:621.317.36**

Bestell-Nr. 1610

BADER, WILHELM: Frequenzvergleich mit Zykloiden. *Arch. Elektrotechn.* 39 (1948) Nr. 2/3, S. 115—129, 9 Abbildungen.

Anforderungen an ein Gerät zum Frequenzvergleich. Bisherige Verfahren. Zykloiden-schaltung.

**621.396.615.1**

Bestell-Nr. 6173

ROWLANDS, R. O.: Constant phase-shift networks. *Wireless Engr.* 26 (1949) Nr. 312, S. 283—287, 6 Abbildungen.

Zu einem passiven linearen Vierpol, dessen Phasenwinkel mit der Frequenz zunimmt, läßt sich ein Vierpol mit negativen Komponenten angeben, dessen Phasenwinkel mit der Frequenz abnimmt. Durch Hintereinanderschaltung beider Vierpole erhält man einen Vierpol mit frequenzunabhängigem Phasenwinkel. Statt des Vierpoles mit negativen Komponenten kann man auch einen entsprechenden Vierpol mit positiven Komponenten dem ursprünglichen Vierpol eingangsseitig parallel schalten. Zwischen den Ausgängen der beiden Vierpole tritt dann ebenfalls ein frequenzunabhängiger Phasenwinkel auf.

**621.396.615.1:621.396.078**

Bestell-Nr. 6162

BRYDEN, J. E.: Resistive phase shifters. *Electronic Engng.* 21 (1949) Nr. 259, S. 322 bis 326, 10 Abbildungen.

Grundlagen und Anwendungen des Ohmschen Phasenschiebers für Regelzwecke; dieser hat die Form eines mit großer Präzision gewickelten Drehpotentiometers von 10000 Ohm mit ein oder zwei Schleifen. Der Vorzug des ohmschen Phasenschiebers liegt in der Kleinheit, dem geringen Gewicht und der leicht zu erreichenden Genauigkeit von — 0,5°.

**621.396.615.141.2**

Bestell-Nr. 1592

KROLL, N. M. & LAMB, W. E.: The resonant modes of the rising sun and other unstrapped magnetron anode blocks. *J. appl. Phys.* 19 (1948) Nr. 2, S. 166—186, 16 Abbildungen, 3 Tabellen.

**621.396.015.141.2**

Bestell-Nr. 1591

MILLMANN, S. & NORDSIECK, A. T.: The rising sun magnetron. *J. appl. Phys.* 19 (1948) Nr. 2, S. 156—165, 6 Abbildungen.

**621.396.615.143:621.385.83**

Bestell-Nr. 1548

SKELLETT, A. M.: The Palletron, a new electron resonator, and its proposed application to the generation of potentials in the million-volt range. *J. appl. Phys.* 19 (1948) Nr. 2, S. 187—190, 3 Abbildungen.

**621.396.615.17**

Bestell-Nr. 1558

THIRION, J.: Sélecteur d'impulsions. *C. R. Acad. Sci., Paris* 226 (1948) Nr. 9, S. 706 bis 708, 3 Abbildungen.

**621.396.615.1**

Bestell-Nr. 6122

SCROGGIE, M. G.: Audio signal generator. *Wireless Wld.* 55 (1949) Nr. 8, S. 294/297, 6 Abbildungen.

RC-Tongenerator mit Rückkopplung über eine Wien-Brücke, die einen Thermistor enthält. Der Tonbereich von 20 bis 20 000 Hz wird in drei Stufen mit je einem Bereich 1:10 erfaßt. Der Generator kann sowohl sinusförmige Spannungen (mit weniger als 1% Obertönen) und Rechteckspannungen abgeben und enthält ein Röhrenvoltmeter, das mittels eines Umschalters die Signalspannung an den verschiedenen Stellen des Generators anzeigen kann.

## Modulation

**621.396.619:621.392.5**

Bestell-Nr. 1539

LAPLUME, J.: Sur la courbe d'amplitude associée à une caractéristique de phase dans un quadripôle à déphasage minimum. *C. R. Acad. Sci., Paris* 227 (1948) Nr. 3, S. 187/188.



Harmonische Störungen bei Frequenzmodulation.

**621.396.619.16:621.395.43**

MIERLO, S. van: Multiplex telephony systems with impulse modulation. *Tijdschr. ned. Radiogenoot.* 13 (1948) Nr. 5, S. 135/171.

**621.396.619.2:621.396.645.33.062:621.314.26:621.394.41** Bestell-Nr. 4017

DIEMER, G., u. KNOL, K. S.: Frequenzwandlung durch Phasenänderung. *Philips Res. Rep.* 4 (1949) S. 161/167, 2 Abbildungen.

Es wird eine Verbesserung des Heroldschen Verfahrens zur Phasenumkehrung untersucht, die einen noch höheren Wert der Mischsteilheit ergibt. Es läßt sich beweisen, daß die Mischsteilheit den höchsten Wert der Steilheit bei UKW erreichen kann. Eine Verbesserung der

Mischsteilheit um den Faktor  $\frac{\pi}{2}$  über das

Heroldsche Verfahren hinaus wird durch Änderung der Phase der Steilheit mit der Zeit erzielt. Dies ist der höchste Wert der Mischsteilheit, der überhaupt erzielt werden kann. Versuche mit einer Röhre für niedrige Frequenzen.

**621.396.619**

● HENKLER, OTTO: Anwendung der Modulation beim Trägerfrequenzfernsprecher auf Leitungen. *Leipzig: S. Hirzel* 1948, 80 S., 5.—. (Physik und Technik der Gegenwart, Band XV.)

Theorie des Modulationsvorganges. Erzeugen amplitudenmodulierter Schwingungen. Anwendung für den Ring- und den Vierpolmodulator. Bemessen von Modulationsschaltungen. Aufbau eines Frequenzumsetzers. Technik der Mehrfachmodulation. Übertragungstechnik der Trägerfrequenztechnik.

**621.396.619.16(088.72)** Bestell-Nr. 1619

HEEROMA, H. H.: Standardization of nomenclature for pulse modulation. *Proc. Inst. Radio Engrs.*, N. Y. 36 (1948) Nr. 7, S. 880.

Erklärungen von pulse-rate, pulse-width, pulse-position, pulse-height, pulse-slope und pulse-code modulation.

## Empfänger

**621.396.62**

● BRANCARD, A.: La construction d'un récepteur moderne de T.S.F. à la portée de tous. 2e ed. Paris: Dunod 1948, 158 S., 110 Abbildungen, 290 fr.

**621.396.62**

● MENDE, HERBERT G.: Das Radio-Baubuch. Moderne Schaltungstechnik in Worten. Bildern und Daten. Bielefeld: Allgem. Rundfunk-Technik 1949, 287 S.

**621.396.62**

Bestell-Nr. 6158

BERRY, TRED M.: FM-receivers with super-sonic control. *Commun.* 29 (1949) Nr. 8, S. 12—14, 5 Abbildungen.

Durch kurzzeitige Modulation des Senders mit Frequenzen zwischen 15 ... 20 kHz wird der Lautstärkereger in den Empfängern vom Sender aus eingestellt.

**621.396.62**

● GRUHLE, WOLFGANG: Kurzwellen-Geradeempfänger von A bis Z. Stuttgart: Wolfram Körner 1948, 245 S.

**621.396.621 + 621.396.619.13 + 621.396.97**

Bestell-Nr. 1556

SLEEPER, M. B.: FM profits. *FM and Television* 8 (1948) Nr. 9, S. 27, 50.

**621.396.621:611.3.015.3**

ZINN, M. K.: Transient response of an f. m. receiver. *Bell Syst. techn. J.* 27 (1948) Nr. 4, S. 714—731.

**621.396.622.6:538.632.083.9** Bestell-Nr. 6171

BENZER, S.: High inverse voltage Germanium rectifiers. *J. appl. Phys.* 20 (1949) Nr. 8, S. 804—815, 20 Abbildungen.

Durch Zusatz von Verunreinigungen kann man in günstigen Fällen Germaniumgleichrichter mit Sperrspannungen von mehreren hundert Volt erhalten. Die Strom-Spannungskennlinie hat in der Sperrichtung einen Umkehrpunkt, die maximale Sperrspannung, an den sich ein Bereich negativen Widerstandes anschließt, wo die Spannung am Kristall mit zunehmender Stromstärke kleiner wird. Der Einfluß verschiedener Faktoren auf die maximale Sperrspannung wird experimentell untersucht.

**621.396.622.6**

Bestell-Nr. 1595

SPENKE, EBERHARD: Zur Randschichttheorie der Trockengleichrichter. *Z. Phys.* 126 (1949) Nr. 1/2, S. 67—83, 4 Abbildungen.

**621.396.64**

Bestell-Nr. 6163

HARRIS, E. J. & BISHOP, P. O.: The design and limitations of D. C. amplifiers. Part I. *Electronic Engng.* 21 (1949) Nr. 259, S. 332—335, 1 Abbildung.



Grundsätzliche Diskussion der Fehlerquellen im Gleichstromverstärker.

**621.396.64** Bestell-Nr. 6164

PLOWMAN, J. C.: A wide-band amplifier. *Electronic Engng.* 21 (1949) Nr. 259, S. 338 bis 340, 5 Abbildungen.

Zweistufiger Verstärker mit einer Bandbreite von 100 Hz bis 20 MHz. Als Anodenwiderstände werden in beiden Stufen gleiche Filterketten verwendet, deren Schaltung und Dimensionierung auf Grund der vorgegebenen Bandbreite berechnet werden.

**621.396.64**

● Daten und Schaltungen moderner Empfänger- und Kraftverstärkerröhren. 1933 bis 1939. Eindhoven 1949, 405 S., 532 Abbildungen, 13,50 DMW; 1 Ergänzungsband für 1940, 1941 und 1942, 213 S., 267 Abbildungen, 10 DMW.

**621.396.64** Bestell-Nr. 6177

WILLIAMSON, D. T. N.: High quality amplifier, new version. *Wireless Wld* 55 (1949) Nr. 10, S. 365—369, 8 Abbildungen.

Beschreibung einer universellen Tonblende, eines Tiefpaßfilters mit umschaltbarer Grenzfrequenz und eines Vorverstärkers für den Tonabnehmer.

**621.396.64:621.396.694**

● DAMMERS, B. G., HAANTJES, J., OTTE, J. & van SUCHTELEN, H.: Anwendung der Elektronenröhre. I. HF- und ZF-Verstärkung, Mischung und Signalgleichrichtung. Eindhoven 1949, 447 S., 256 Abbildungen, 29 Fr./22,— DMW.

(Philips techn. Bibliothek, Bücherreihe über Elektronenröhren, Bd. 4).

Hf- und Zwischenfrequenz-Verstärkung. Mischung. Bestimmung der Padding-Kurve. Störerscheinungen und Verzerrungen infolge der Kennlinienkrümmung der Empfangsröhren. Signalgleichrichtung.

**621.396.64** Bestell-Nr. 6184

HARRIS, E. J. & BISHOP, P. O.: The design and limitations of D. C. amplifiers (Part II). *Electronic Engng.* 21 (1949) Nr. 260, S. 355—359, 16 Abbildungen.

Durch geeignete Vorsichtsmaßregeln kann der Einfluß äußerer Faktoren auf die Stabilität direkt gekoppelter Verstärker so herabgedrückt werden, daß die dadurch verursachten

Störungen hinter den inneren Schwankungen des Verstärkers zurückbleiben. Der kritischste äußere Parameter ist der Heizstrom der ersten Röhre. Die beste von einem direkt gekoppelten Verstärker zu erwartende Stabilität beträgt 50 bis 100  $\mu$ V innerhalb von 30 Minuten, wenn der Gitterwiderstand der ersten Röhre nicht zu groß ist und die Frequenzkurve zwischen 0 und 5 kHz gleichmäßig verläuft.

**621.396.645.3** Bestell-Nr. 1626

GINZTON, E. L., HEWLETT, W. R., JASBERG, J. H. & NOE, J. D.: Distributed amplification. *Proc. Inst. Radio Engrs.*, N.Y. 36 (1948) Nr. 8, S. 956—969.

**621.396.645** Bestell-Nr. 1617

GRANT, E. F.: Time response of an amplifier of N identical stages. *Proc. Inst. Radio Engrs.*, N.Y. 36 (1948) Nr. 7, S. 870—871, 3 Abbildungen.

**621.396.645.029.4/5** Bestell-Nr. 6174

MAYR, HANS: Feedback amplifier design. *Wireless Engr.* 26 (1949) Nr. 312, S. 297—305, 8 Abbildungen.

Die Frequenzkurve eines gegengekoppelten Verstärkers wird auf die Frequenzkurve des Verstärkers ohne Gegenkopplung und die frequenzmäßige Kennlinie des Gegenkopplungsweges zurückgeführt. Diese Art der Behandlung ist zweckmäßig, wenn die Frequenzkurve eines mehrstufigen Verstärkers mit frequenzunabhängiger Gegenkopplung bestimmt werden soll. Auf diese Weise läßt sich auch ermitteln, wie eine möglichst gleichmäßige Verstärkung in einem vorgegebenen Frequenzband erhalten werden kann.

**621.396.645:621.396.665** Bestell-Nr. 1622

NOLLE, A. W.: Adjustment speed of automatic-volume-control systems. *Proc. Inst. Radio Engrs.*, N.Y. 36 (1948) Nr. 7, S. 911 bis 916, 6 Abbildungen.

**621.396.645.371:621.317.715** Bestell-Nr. 1571

SAVIC, P.: Influence of reactive feedback networks on the response of galvanometers. *Nature, Lond.* 162 (1948) Nr. 4119, S. 569 bis 570.

**621.396.645.331.029.4/5** Bestell-Nr. 6144

THOMSON, W. E.: Transient response of wideband amplifiers. *Wireless Engr.* 26 (1949) Nr. 311, S. 264—266, 4 Abbildungen.

Angabe eines kompensierenden Blindwiderstandes im Anodenkreis von Breitbandverstärkern.

## Antennen

**621.396.67:517.3**

Bestell-Nr. 1544

ECKART, G., & KAHAN, THÉO: Sur le choix des chemins d'intégration dans le problème relatif au rayonnement d'un dipôle au dessus d'un sol plan. *C. R. Acad. Sci., Paris* 227 (1948) Nr. 19, S. 969/970.

**621.396.67**

Bestell-Nr. 4019

BOUWKAMP, C. J.: Über die wirksame Länge einer linearen Sendeantenne. *Philips Res. Rep.* 4 (1949) S. 179/188, 2 Abbildungen, 2 Tabellen.

Die von King vorgeschlagene Vorstellung der wirksamen Länge für die zylindrische, in der Mitte erregte Antenne wird erweitert. Die neue Begriffsbestimmung paßt für jede beliebige Stromverteilung auf der Antenne. Als Beispiel wird eine spitzenbelastete Antenne erörtert.

**621.396.671**

Bestell-Nr. 6130

DYKE, E.: Attenuation between paraboloid antennas. *Electronics*, N. Y. 22 (1949) Nr. 7, S. 114.

Einfach handzuhabende Tabelle zur Ermittlung der Verstärkung oder Dämpfung zwischen zwei Parabol-Antennen in Abhängigkeit von der Wellenlänge, der Entfernung zwischen den Antennen und den Antennenabmessungen.

**621.396.67**

Bestell-Nr. 1581

SMITH, P. D. P.: The conical dipole of wide angle. *J. appl. Phys.* 19 (1948) Nr. 1, S. 11 bis 23, 7 Abbildungen.

**621.396.67:621.397.61**

Bestell-Nr. 6156

KANDOIAN, A. G. & FELSENHED, R. A.: Triangular high-band TV loop antenna system. *Commun.* 29 (1949) Nr. 8, S. 16—18, 11 Abbildungen.

Drei symmetrisch mit gegenseitigen Winkeln von 120° um einen Mast waagerecht angeordnete gefaltete Dipole bilden eine Stromschleife mit gleichförmiger Stromverteilung. Die Antennenanordnung verhält sich wie ein magnetischer Dipol, hat in der Horizontalen eine nach allen Richtungen gleichmäßige Strahlung, während nach oben und unten keine Energiestrahlung erfolgt.

**621.396.671.08**

Bestell-Nr. 6150

TAI, C. T.: A study of the e. m. f. method. *J. appl. Phys.* 20 (1949) Nr. 7, S. 717—723, 2 Abbildungen.

Berechnung der Eingangsimpedanz von schmalen Doppelkonus-Antennen.

**621.396.677**

Bestell-Nr. 1593

GLASSER, O. J. & KRAUS, J. D.: Measured impedances of helical beam antennas. *J. appl. Phys.* 19 (1948) Nr. 2, S. 193—197.

**621.396.67**

Bestell-Nr. 1588

KRAUS, J. D. & WILLIAMSON, J. C.: Characteristics of helical antennas radiating in the axial mode. *J. appl. Phys.* 19 (1948) Nr. 1, S. 87—96, 21 Abbildungen.

**621.396.67**

Bestell-Nr. 6172

BELL, D. A.: Gain of aerial systems. *Wireless Engr.* 26 (1949) Nr. 312, S. 306—312, 9 Abbildungen.

**621.396.671**

MÜLLER, G. E. & Tyrrell, W. A.: Polyrod antennas. *Bell Syst. techn. J.* 26 (1947) S. 837—851.

**621.396.671**

Bestell-Nr. 1618

KING, R.: The field of a dipole with a tuned parasite at constant power. *Proc. Inst. Radio Engrs.*, N. Y. 36 (1948) Nr. 7, S. 872—876, 10 Abbildungen.

**621.396.671**

Bestell-Nr. 1629

SICHAK, W. & MILAZZO, S.: Antennas for circular polarization. *Proc. Inst. Radio Engrs.*, N. Y. 36 (1948) Nr. 8, S. 997—1001.

## Anwendungen der Funktechnik

**621.396.97**

GREENE, H. CARLETON: The organisation of broadcasting in the British Zone of Germany. *BBC Quart.* 3 (1948) Nr. 3, S. 129/134.

**621.396.9**

WOLFF, I., & LUCK, D. G. C.: Some applications of frequency-modulated radar. *RCA Rev.* 9 (1948) Nr. 3, S. 531/555.

**621.396.933:621.396.75**

Bestell-Nr. 6139

LOWTHER, R. R.: Radar mapping. *Electronic Engng.* 21 (1949) Nr. 258, S. 279, 280 u. 299, 3 Abbildungen.

Durch Fotografie der Radarbilder auf dem Leuchtschirm eines in einem Fahrzeug aufgestellten Gerätes mit der Contax und mosaikartige Zusammensetzung der einzelnen Aufnahmen ergeben sich großflächige Geländekarten, die als Vergleichskarten für spätere Ortungen dienen.

**621.391.933** Bestell-Nr. 1630

LEAS, J. W.: Surveillance radar deficiencies and how they can be overcome. *Proc. Inst. Radio Engrs.*, N.Y. 36 (1948) Nr. 8, S. 1015 bis 1017.

**621.396.9**

ROBERTSON, S. D.: Targets for microwave radar navigation. *Bell System techn. J.* 26 (1947) S. 852—869.

**621.396.933.1.001** Bestell-Nr. 1552

GERSON, N. C.: Twentieth-century navigation. *Sci. Monthly* 67 (1948) Nr. 4, S. 257 bis 266, 10 Abbildungen.

## Fernsehen, Bildübertragung

**621.397** Bestell-Nr. 1495

WAGNER, K. W.: Internationale Fernsehtagung in Zürich vom 6. bis 10. September 1948. *Arch. elektr. Übertr.* 2 (1948) Nr. 8, S. 333/335.

Kurze Inhaltsangaben der Vorträge.

**621.397**

● PIRAUX, HENRY: Introduction à télévision. *Paris: L.E.P.S.* 1948, 125 S., 123 Abbildungen, 370 fr.

Fotometrie, Fotoelektrizität, Fluoreszenz, Katodenstrahl-Röhren. Sekundäremission. UKW-Röhren. Röhreneigenschaften. Verstärker. Farbfernsehen.

**621.397.5**

KIRKE, H. L.: Television definition and bandwidth. *BBC Quart.* 3 (1948) Nr. 3, S. 171 bis 173.

Verbesserung der Bildgüte durch Erhöhung der Zeilenzahl erfordert größere Bandbreite.

**621.397.6:621.383:621.397.331.2**

Bestell-Nr. 1526

BARTHÉLEMY, R.: Impact d'un faisceau d'analyse sur une cible électronique mince à deux faces. *C. R. Acad. Sci., Paris* 226 (1948) Nr. 7, S. 532/533, 2 Abbildungen.

Theoretische Darlegungen über die Stärke der Bildschicht im Orthicon.

**621.397.61:621.397.2**

Bestell-Nr. 1533

BARTHÉLEMY, R.: Perfectionnement aux systèmes d'émission de télévision en couleurs. *C. R. Acad. Sci., Paris* 226 (1948) S. 1325 bis 1326. Auszug in *Rev. gén. Electr.* 57 (1948) S. 300.

Drei Aufnahmeröhren, drei Wiedergaberöhren.

**621.397.61/2**

Bestell-Nr. 6123

SMITH, D. A.: Television recording. *Wireless Wld.* 55 (1949) Nr. 8, S. 305/306, 4 Abbildungen.

Vereinfachtes Verfahren zur Aufnahme von Fernsehsendungen auf 16 mm Schmalfilm, der mit der üblichen Geschwindigkeit von 16 Bildern je Sekunde fortgeschaltet wird.

**621.397.62**

Bestell-Nr. 6125

WAKEMAN, ROBERT P.: Continuously tuned convertor for UHF television. *Electronics*, N. Y. 22 (1949) Nr. 7, S. 68/71, 11 Abbildungen.

Das Vorsatzgerät wird zum Empfang von Dezimeterwellen (475—900 MHz) vor einen normalen Empfänger geschaltet und mit dessen Antennenbuchse verbunden. Die Abstimmung erfolgt mit dem sogen. Karplus-Abstimmer, der aus zwei koaxialen geschlitzten Zylindern besteht, die gegeneinander gedreht werden.

**621.397**

Bestell-Nr. 1620

FINK, D. G.: Avenues of improvement in present-day television. *Proc. Inst. Radio Engrs.*, N.Y. 36 (1948) Nr. 7, S. 896—905, 12 Abbildungen.

**621.397.3:535.62**

BINGLEY, F. J.: The application of projective geometry to the theory of color mixture. *Proc. Inst. Radio Engrs.*, N. Y. 36 (1948) Nr. 6, S. 709—723, 23 Abbildungen.

**621.397.6**

Bestell-Nr. 1555

ROE, J. H. & BEAN, N. S.: Television field equipment. *FM Television* 7 (1947) Nr. 11, S. 31—35.

Beschreibung der Kamera, Kamerakontrolle und Stromquelle.

**621.397.61(088.74)**

Bestell-Nr. 1625

R. M. A. standards. *Proc. Inst. Radio Engrs.*, N. Y. 36 (1948) Nr. 7, S. 932—938, 2 Abbildungen.



Normungen. Meßmethoden für Fernseh-  
sendungen zwischen 44 und 216 MHz.

**621.397.61(73)**

Bestell-Nr. 6183

BINGLEY, F. J.: WOR TV-FM design for  
the future. *Electronics*, N. Y. 22 (1949) Nr. 9,  
S. 70—81, 17 Abbildungen.

Ausführliche Beschreibung der technischen  
Anlagen des neuesten New-Yorker Fernseh-  
senders, der mit einer Frequenz von 98,7 MHz  
arbeitet. Bei einer effektiven Antennenhöhe  
von 325 m beträgt die ausgestrahlte Leistung  
9 kW.

**621.397.62:621.396.722**

Bestell-Nr. 6181

REYNOLDS, D. K. & ADAMS, M. B.: Con-  
verters for UHF television reception. *Elec-  
tronics*, N. Y. 22 (1949) Nr. 9, S. 92—96,  
9 Abbildungen.

Bauanweisungen für abstimmbare und fest  
eingestellte Vorsetzer für Fernsehempfang  
im dm-Bereich.

**621.397.62**

Bestell-Nr. 6110

A projection system for domestic television  
receivers. *Electronic Engng.* 21 (1949) Nr. 259,  
S. 314—318, 6 Abbildungen.

Eine neue, speziell für Heimempfänger ent-  
wickelte Bildröhre der Firma „Mullard“ hat  
einen Schirmdurchmesser von 6 cm und  
liefert in Verbindung mit der dazugehörenden  
Schmidt-Optik Projektionsbilder in der Größe  
38 × 30 cm.

**621.397.62**

Bestell-Nr. 6152

FANCHER, H. B.: TV 16 mm pulsed-light  
projector. *Commun.* 29 (1949) Nr. 7, S. 14  
bis 16, 6 Abbildungen.

Beschreibung eines 16-mm-Projektors für  
Fernsehsendungen, der an Stelle einer Um-  
laufflamme mit kontinuierlich brennender  
Projektionslampe mit einer Krypton-Blitz-  
lampe ausgerüstet ist, die von den Bild-  
Synchronimpulsen gesteuert wird.

**621.397.62**

CHAUVIERRE, MARC: Les récepteurs de  
télévision. Paris: Dunod 1948, 280 S., 293 Ab-  
bildungen, 1250 fr.

Empfängerteile. Empfänger. Industrielle Ver-  
wirklichung. Laborgeräte für den Empfang.

**621.397.7(42)**

Bestell-Nr. 1477

Television development in Britain. *Nature*,  
Lond. 162 (1948) Nr. 4116, S. 427/428.

## Verschiedenes

**347.771:621.775.5:061.3**

Bestell-Nr. 1512

SEITH, W.: Die erste internationale pulver-  
metallurgische Tagung in Graz vom 12. bis  
17. Juli 1948. *Naturwiss.* 35 (1948) Nr. 9,  
S. 276/282.

**389.16**

Bestell-Nr. 1546

STILLE, U.: Die Entwicklung der elektri-  
schen Einheiten in den letzten hundert Jahren.  
Zum Wechsel in den elektrischen Einheiten  
am 1. 1. 1948. *Arch. Elektrotechn.* 39 (1948)  
Nr. 2/3, S. 130/164.

**549.514.51:535.417**

Bestell-Nr. 1470

TOLANSKY, S., & BARDSLEY, W.: Appli-  
cation of multiple-beam interferometry to the  
study of oscillating quartz crystals. *Nature*,  
Lond. 161 (1948) Nr. 4102, S. 925.

**549.514.51**

Bestell-Nr. 1506

HALE, D. R.: The laboratory growing of  
quarz. *Science* 107 (1948) Nr. 2781, S. 393 bis  
394.

Beschreibung der Experimente in der Brush  
Development Company.

**551.510.535**

Bestell-Nr. 1537

REVIRIEUX, P.: Sur la localisation de la  
région ionisée dite E sporadique de la haute  
atmosphère. *C. R. Acad. Sci., Paris* 227 (1948)  
Nr. 1, S. 79/81.

Beobachtungen bei 60 MHz und 1000 km  
Entfernung.

**612.1**

Bestell-Nr. 1509

RAJEWSKI, B., u. SCHWAN, H.: Die Di-  
elektrizitätskonstante und Leitfähigkeit des  
Blutes bei ultrahohen Frequenzen. *Natur-  
wiss.* 35 (1948) Nr. 10, S. 315/316.

Versuche mit  $\lambda = 54$  cm und 36 cm. Unter-  
halb 60 cm wurde ein Sinken der Leitfähig-  
keitswerte festgestellt.

**620.1:621.315.616**

Bestell-Nr. 5055

EHLERS, G., u. KRASSOWSKY, K.: Neue  
britische Norm für Isolierpreßstoffe. *Kunst-  
stoffe* 39 (1949) H. 7, S. 160/162.

Besprechung der britischen Norm BS 448  
(Isolierpreßstoffe für allgemeine elektrische  
Zwecke). Besonders berücksichtigt wurden die  
Abweichungen von BS 771 und mit der ent-  
sprechenden deutschen Norm DIN 57 320  
verglichen.



620.1

Bestell-Nr. 5058

HEYMANN, O.: Theorie der Schüttelprüfung. *Frequenz* 3 (1949) Nr. 7, S. 196/208.

620.19

Bestell-Nr. 4010

KRUSE, E.: Korrosionsschutz. *Das Elektron (München)* 3 (1949) H. 6, S. 237/239.

Untersuchung der Ursachen für Zersetzung von Metallen: elektrochemische Korrosion. Grenzphasenpotential. Oxydation. Möglichkeiten des Ausgleichs von schädlichen Strömen. Einfluß von Verunreinigungen. Katoischer Korrosionsschutz.

652.8

Bestell-Nr. 1499

ROHRBACH, HANS: Chiffrierverfahren der neuesten Zeit. *Arch. elektr. Übertr.* 2 (1948) Nr. 9, S. 362/369.

Tauschverfahren, Spaltenverfahren. Chiffriergeräte und -maschinen. Additionsverfahren. Würfelverfahren. Satzbruchverfahren. Streifenverfahren. Kulissenverfahren. Fernschreibverfahren. Sprachverschlüsselungen.

669.011

● BAUKLOH, WALTER: Physikalisch-chemische Grundlagen der Metallurgie. *Berlin; Akademie-Verlag* 1949, 304 S., 20,00/24,00 DM.

620.1:537.311.33

● MEYER, W., u. WEISE, ERWIN: Halbleiter-Werkstoffe und -Widerstände. I: Technische Halbleiter-Widerstände von Erwin Weise. *Leipzig: J. A. Barth* 1949, 92 S., 80 Abbildungen, 9,40 DM.

92

Bestell-Nr. 1500

WAGNER, KARL WILLY: Henning Pleijel. *Arch. elektr. Übertr.* 2 (1948) Nr. 8, S. 305/307.

92

Bestell-Nr. 1496

DÖRING, H.: Ernst Felix Petritsch zum 70. Geburtstag. *Arch. elektr. Übertr.* 2 (1948) Nr. 9, S. 341/342.

663.6:541.185.2

Bestell-Nr. 6175

SAXTON, J. A.: Electrical properties of water. *Wireless Engr.* 26 (1949) Nr. 312, S. 288—292, 6 Abbildungen.

Die anomale Dispersion von Wasser, die durch die elektrische Polarität der Wassermoleküle verursacht wird, macht sich in dem Frequenzbereich von  $10^3$  bis  $10^6$  MHz besonders bemerkbar. Die komplexe Dielektrizitätskonstante wird für die Frequenzen von 10 bis  $10^6$  MHz berechnet und die Ionenleitfähigkeit von Süßwasser und Seewasser besprochen.

679.56

Bestell-Nr. 6187

MOSS, C. J.: „Araldite“, a new pastic material with excellent electrical and mechanical properties. *Electronic Engng.* 21 (1949) Nr. 260, S. 389—392, 5 Abbildungen.

Neuer gieß- und formbarer Kunststoff der „Ciba“ (Basel); liefert Verbindungsstellen großer mechanischer Festigkeit zwischen Metallen, Glas, Porzellan, Glimmer und fast allen anderen Materialien. Ferner als Einbettungsmittel für Kondensatoren, Transformatoren u. dgl. und als Isoliermaterial für Drähte und Kabel geeignet.

621-531.6

Bestell-Nr. 1553

OBRADOVIC, I.: Einige Betrachtungen zur Theorie der Geschwindigkeitsregelung. *Schweizer Arch. angew. Wiss. Techn.* 14 (Aug. 1948) S. 234—242, 9 Abbildungen.

Das Grundlegende über Geschwindigkeitsregler. Schnelle statische Regler. Astatistische Regler. Träge Regler. Geschwindigkeits-Schnellregler mit Beschleunigungsbeeinflussung. Gleichlauf-Geschwindigkeitsregler.

66.017:537.21

Bestell-Nr. 6168

SACHSE, H.: Über Titanate mit hoher Dielektrizitätskonstante. *Z. angew. Phys.* 1 (1949) Nr. 10, S. 473—484, 9 Abbildungen.

Ausführlicher Überblick über die bis jetzt bekannten Eigenschaften der Titanate und über die wahrscheinlichen physikalischen Vorgänge in diesen Dielektrika, durch welche die Eigenschaften erklärt werden können.

551.510.535

Bestell-Nr. 1576

BEYNON, W. J. G.: Evidence of horizontal motion in region F<sub>2</sub> ionization. *Nature, Lond.* 162 (1948) Nr. 4127, S. 887.

551.510.535

Bestell-Nr. 1575

MUNRO, G. H.: Short-period changes in the F region of the ionosphere. *Nature, Lond.* 162 (1948) Nr. 4127, S. 886—887.

618.26/28 + 621.3.029 + 621.384.3

Bestell-Nr. 2024

FELGENTRAU, S.: Hochfrequenz und Infrarot in der Lebensmittelverarbeitung. *Das Elektron (München)* 3 (1949) H. 7, S. 279 bis 283, 1 Abbildung.

Dielektrische Heizung. Einfluß der Stoffeigenschaften. Dosierung. Anwendungsbeispiele. Die Trockenstrahler, günstigste Wellenlängen.



